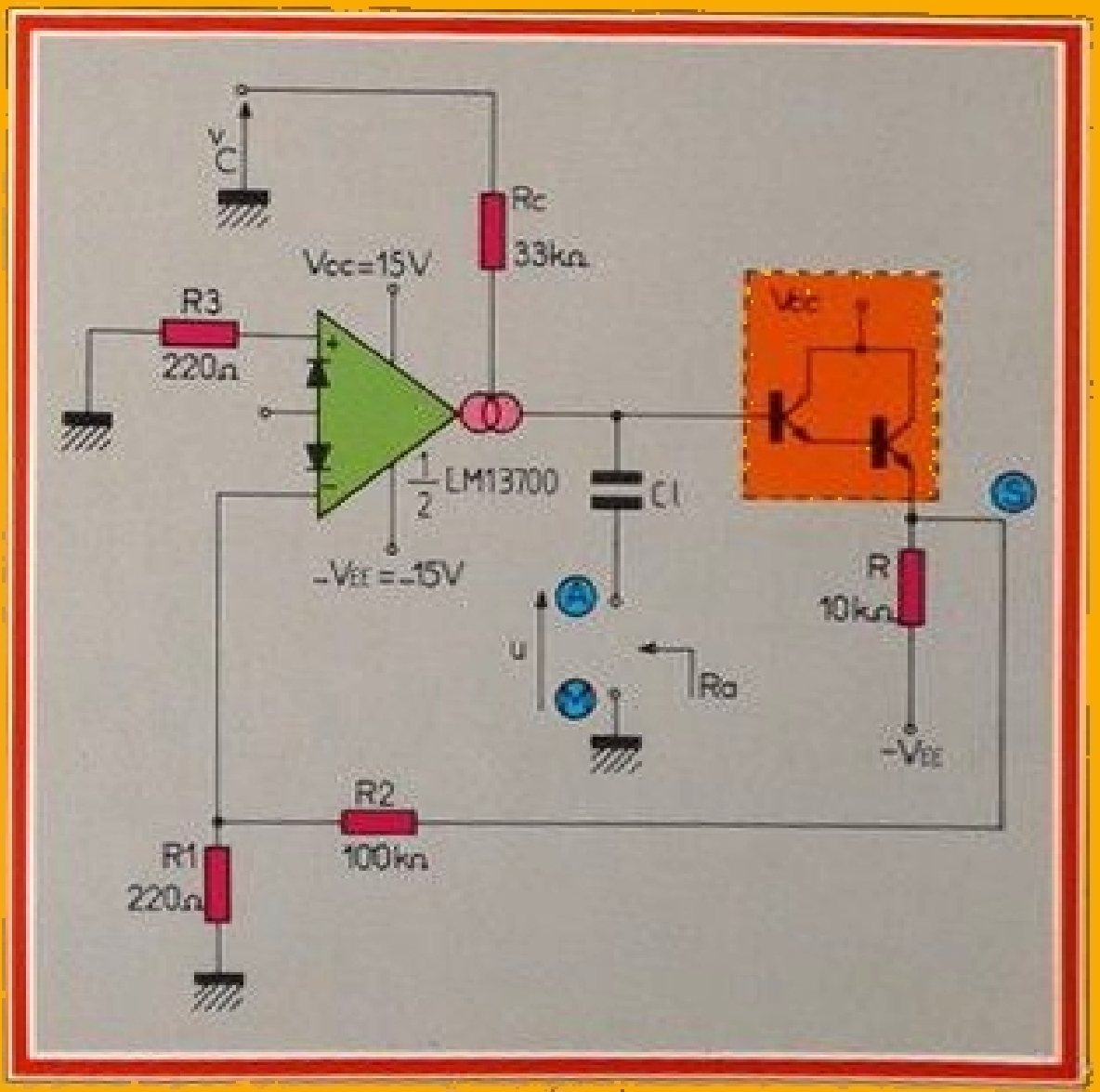
Led
hors série

LES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES

(CONNAISSANCE ET PRATIQUE)



Pierre Mayé

EYROLLES

Led
hors série

LES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES

(CONNAISSANCE ET PRATIQUE)

Pierre Mayé

Chapitre I

Amplificateur de Norton

Présentation

Fonction réalisée

L'amplificateur de Norton est un composant proche de l'amplificateur opérationnel. Il possède la même souplesse d'emploi que ce dernier, ce qui permet la réalisation de nombreuses fonctions tant en régime linéaire qu'en commutation. Toutefois, il existe quelques différences importantes entre les deux circuits intégrés. L'amplificateur de Norton est destiné à une utilisation avec une alimentation unique. L'amplificateur opérationnel est un circuit commandé par une différence de tensions ($v_+ - v_-$) tandis que l'amplificateur de Norton est commandé par une différence de courants ($i_+ - i_-$). Les caractéristiques respectives de l'amplificateur opérationnel idéal et de l'amplificateur de Norton idéal sont comparées dans le tableau I-1.

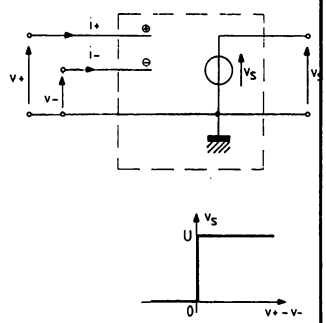
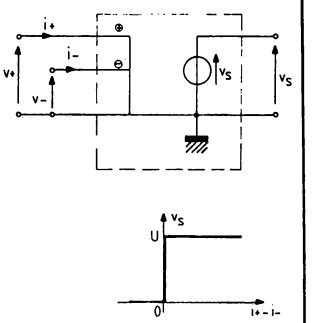
Amplificateur opérationnel	Amplificateur de Norton
	
$i_+ = i_- = 0$	$v_+ = v_- = 0$
- Régime linéaire : $v_+ = v_-$	- Régime linéaire : $i_+ = i_-$
- Régime de commutation : $v_+ < v_- \Rightarrow v_S = 0$ $v_+ > v_- \Rightarrow v_S = U$	- Régime de commutation : $i_+ < i_- \Rightarrow v_S = 0$ $i_+ > i_- \Rightarrow v_S = U$

Tableau I-1 : Caractéristiques comparées de l'amplificateur opérationnel et de l'amplificateur de Norton (alimentation unique dans les deux cas).

Exemple de circuit intégré

L'amplificateur de Norton est un circuit intégré de structure très simple et de coût peu élevé. En effet, pour les applications en alternatif, on peut simplifier le schéma interne par rapport à celui de l'amplificateur opérationnel sans beaucoup affecter les performances des montages. Le symbole utilisé pour représenter un amplificateur de Norton est donné à la figure I-1. Le circuit étudié est le LM3900 de

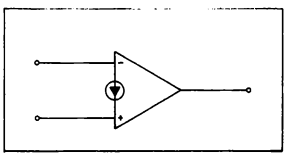


Figure I-1 : Symbole de l'amplificateur de Norton.

National Semiconductor, qui contient quatre amplificateurs indépendants. Les caractéristiques de ce composant s'éloignent un peu de l'idéal sur plusieurs points. Tout d'abord, les tensions présentes sur les entrées sont de l'ordre de 0,6 V (un seuil de jonction), ce qui fausse un peu les calculs de polarisation utilisant le modèle idéal ; cet écart n'est pas très gênant car la détermination des composants assurant la polarisation n'est qu'un calcul dont on ne demande que peu de précision. Un autre écart par rapport à l'idéal est que la sortie se comporte comme un générateur de tension dont la résistance n'est pas négligeable : sa valeur typique est 8 kΩ (voir figure I-2). Le circuit peut

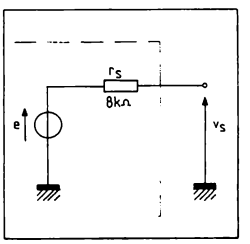


Figure I-2 : Modèle de la sortie d'un amplificateur de Norton issu d'un boîtier LM 3900.

être alimenté par une tension continue comprise entre 4 V et 36 V. L'excursion en sortie atteint la tension d'alimentation à un volt près. Le circuit est protégé contre les court-circuits en sortie. La version courante est en boîtier DIL 14 broches dont les connexions sont précisées à la figure I-3. Les limites absolues du composant sont données dans le tableau I-2 et les caractéristiques essentielles apparaissent

dans le tableau I-3.

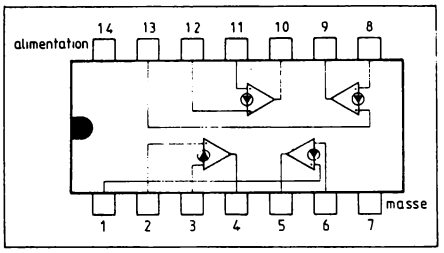


Figure I-3 : Brochage du circuit intégré LM 3900 (vue de dessus).

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation	32	V
Dissipation de puissance	900	mW
Courants d'entrée	20	mA

Tableau I-2 : Limites absolues pour le circuit intégré LM 3900.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Vitesse maximale de variation de la tension de sortie (slew-rate)	Montée		0,5		V/µs
	Descente		20		V/µs
Courant maximal en sortie	Sortant	6	18		mA
	Entrant	0,5	1,3		mA
Courant de polarisation en entrée	Entrée inverseuse		30	200	nA
Résistance de sortie			8		kΩ

Tableau I-3 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré LM 3900 (température 25° C).

Applications

Amplificateur inverseur

Le schéma est donné à la figure I-4. Le circuit intégré est associé à trois résistances et à un condensateur de liaison.

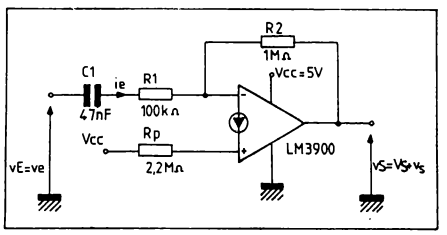


Figure I-4 : Amplificateur inverseur.

Le montage ressemble à celui de l'amplificateur inverseur à amplificateur opérationnel, avec cependant quelques différences : l'alimentation étant unique, une polarisation externe est nécessaire et cette polarisation est en courant et non en tension. Ce rôle est rempli par la résistance R_p. Vis-à-vis des composantes continues, le schéma se ramène à celui de la figure I-5 (le condensateur est un circuit ouvert). Le montage étant muni d'une contre-réaction, il fonctionne en régime linéaire et on a donc :

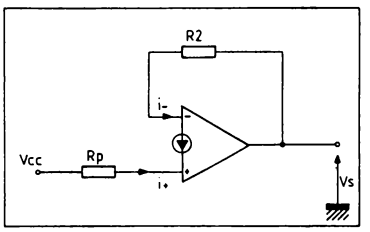


Figure I-5 : Polarisation de l'amplificateur de Norton.

$$i_+ = i_-$$

Comme de plus on a toujours :

$$v_+ = v_- = 0,$$

on obtient :

$$\frac{V_{CC}}{R_p} = \frac{V_S}{R_2}$$

La composante continue de la tension de sortie est donc :

$$V_S = \frac{R_2}{R_p} V_{CC}$$

Pour obtenir l'excursion maximale en sortie, on a intérêt à placer le point de repos à la moitié de la tension d'alimentation et donc on choisit :

$$R_p = 2\,R_2$$

Pour les composantes alternatives, le condensateur de liaison se comporte comme un court-circuit (on choisit sa capacité pour que son impédance soit négligeable devant l'impédance d'entrée du montage). La loi des nœuds appliquée sur l'entrée − donne, en tenant compte du fait que la tension v_- est nulle :

$$i_- = \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}$$

La composante alternative du courant dans l'entrée + est nulle puisque la résistance R_p est soumise à une tension continue :

$$i_+ = 0.$$

L'amplificateur fonctionnant en régime linéaire, on a :

$$i_- = i_+.$$

Donc :

$$\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} = 0.$$

La composante alternative de la tension de sortie est :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

L'amplification du montage est :

$$A = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

La résistance d'entrée est :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_1$$

Au vu des valeurs numériques choisies sur le schéma, on constate qu'on respecte bien la condition permettant une bonne polarisation : la résistance R_p est sensiblement de valeur double de la résistance R_2 (on s'est contenté de la précision de la série E12). On peut calculer l'amplification et la résistance d'entrée du montage :

$$A = -\frac{10^6}{10^5} = -10$$

$$R_e = 100\ k\Omega.$$

Le condensateur C_1 a été choisi pour qu'il remplisse bien son rôle de liaison aux fréquences des signaux à traiter. L'entrée forme un filtre passe-haut (figure I-6) dont la courbe de réponse a l'allure indiquée à la figure I-7 (c'est un

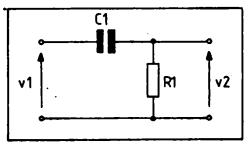


Figure I-6 : L'entrée de l'amplificateur se comporte comme un filtre passe-haut du premier ordre.

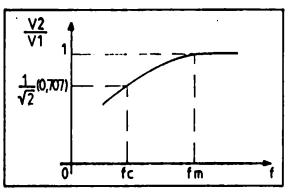


Figure I-7 : Courbe de réponse d'un filtre passe-haut du premier ordre (échelles linéaires).

circuit du premier ordre). La fréquence de coupure à 3 dB s'exprime par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Numériquement, on a ici :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 10^5 \times 47.10^{-9}} = 33{,}9\ Hz$$

On ne peut amplifier correctement que des signaux dont la fréquence est nettement supérieure à f_c :

$$f >> f_c$$

On peut par exemple prendre un facteur 10 et estimer que la fréquence minimale de la tension d'entrée vaut :

$$f_m = 10\ f_c$$

Soit environ :

$$f_m \simeq 340\ Hz.$$

Si l'on applique à l'entrée une tension triangulaire de fréquence 1 kHz et d'amplitude 100 mV, on obtient en sortie :

- une composante continue $V_S = \frac{1}{2{,}2} \times 5 = 2{,}27\ V$
- une composante alternative triangulaire v_s d'amplitude $V_{sM} = \frac{10^6}{10^5} \times 0{,}1 = 1\ V$.

La tension résultante est dessinée à la figure I-8 ; elle est obtenue en écrivant que :

$$v_S = V_S + v_s$$

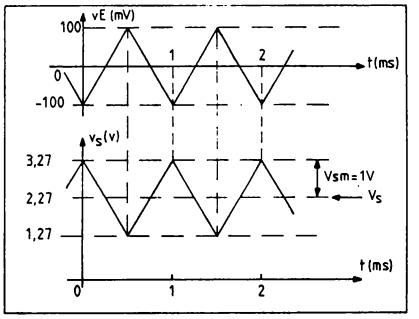


Figure I-8 : Construction de la tension de sortie correspondant à un signal d'entrée donné.

Il faut bien noter que les résultats ne sont valables que si la résistance de charge du montage est suffisamment élevée car la résistance de sortie d'un amplificateur de Norton n'est pas très faible (8 kΩ en valeur typique pour le LM 3900, à comparer avec les 75 Ω d'un amplificateur opérationnel 741).

Amplificateur non inverseur

Le schéma est celui de la figure I-9. Outre le circuit intégré,

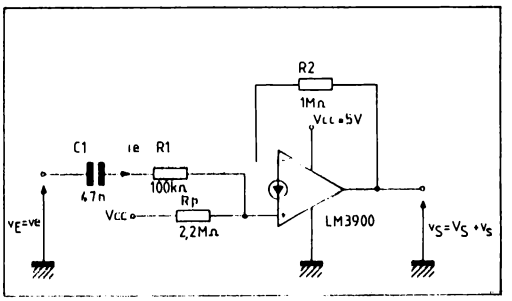


Figure I-9 : Amplificateur non-inverseur.

on emploie trois résistances et un condensateur. La résistance R_p sert à la polarisation de l'amplificateur comme pour le montage inverseur. R_1 et R_2 permettent de fixer le gain et C_1 est un condensateur de liaison. Le schéma valable pour les composantes continues est le même que pour l'amplificateur inverseur (figure I-5). On obtient donc toujours une tension continue en sortie égale à :

$$V_s = \frac{R_2}{R_p} V_{CC}.$$

L'excursion en sortie sera maximale si l'on respecte la condition :

$$R_p = 2\ R_2.$$

Pour les composantes alternatives, le condensateur peut être assimilé à un court-circuit. Le courant dans l'entrée non inverseuse est, puisque le potentiel v_+ est nul :

$$i_+ = \frac{v_e}{R_1}$$

Comme la tension présente sur l'entrée inverseuse est également nulle, le courant dans cette entrée est :

$$i_- = \frac{v_s}{R_2}$$

L'amplificateur ayant une contre-réaction (par la résistance R_2), il fonctionne en régime linéaire, et donc :

$$i_- = i_+$$

Soit :

$$\frac{v_s}{R_2} = \frac{v_e}{R_1}$$

La composante alternative de la tension de sortie est :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1} v_e$$

L'amplification du montage est :

$$A = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_2}{R_1}$$

La résistance d'entrée est :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_1$$

Avec les valeurs numériques du schéma, on obtient :

$$A = \frac{10^6}{10^5} = 10$$

$$R_e = 100\ k\Omega.$$

On remarque que les propriétés de l'amplificateur non inverseur sont identiques à celles du montage inverseur, hormis évidemment le signe de l'amplification (les montages analogues à amplificateur opérationnel ont des caractéristiques différentes suivant que la configuration est inverseuse ou non).
Le condensateur de liaison se choisit de la même façon que pour l'amplificateur précédent. Ici, la fréquence de coupure à 3 dB vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 10^5 \times 47.10^{-9}} = 33{,}9\ Hz$$

La charge de l'amplificateur doit consommer peu de courant à cause de la résistance de sortie de l'amplificateur de Norton.

Additionneur inverseur

Comme le potentiel de l'entrée − de l'amplificateur de Norton est nul, il est facile de réaliser une somme de tensions en branchant plusieurs résistances provenant de différentes entrées : la somme des courants intervenant dans la loi des nœuds représentant une somme pondérée des tensions d'entrée. Le montage est donné à la figure I-10, pour le cas de l'additionneur à trois entrées. La polarisation est identique à celle des amplificateurs. On assure donc la condition :

$$R_p = 2\ R_4.$$

Pour les composantes alternatives, la loi des nœuds donne :

$$i_- = \frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_{e3}}{R_3} + \frac{v_s}{R_4}$$

Comme on a, toujours pour l'alternatif :

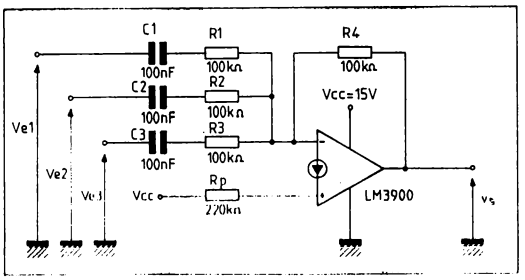


Figure I-10 : Additionneur inverseur.

$$i_+ = 0.$$

Et que :

$$i_- = i_+.$$

On obtient la composante alternative de la tension de sortie :

$$v_s = -\frac{R_4}{R_1} v_{e1} - \frac{R_4}{R_2} v_{e2} - \frac{R_4}{R_3} v_{e3}$$

Soit, au total :

$$v_S = \frac{R_4}{R_p} V_{CC} - \frac{R_4}{R_1} v_{c1} - \frac{R_4}{R_2} v_{e2} - \frac{R_4}{R_3} v_{e3}$$

On a effectué une somme pondérée des tensions appliquées sur les différentes entrées. Pour obtenir une simple somme, il suffit que les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 soient de même valeur. On a alors :

$$v_s = \underbrace{\frac{R_4}{R_p} V_{CC}}_{\text{compos}^{te}\ \text{continue}} - \underbrace{(v_{e1} + v_{e2} + v_{e3})}_{\text{composante alternative}}$$

Les entrées sont indépendantes et les résistances vues par chaque générateur d'attaque sont :

$$R_{e1} = R_1$$
$$R_{e2} = R_2$$
$$R_{e3} = R_3$$

Avec les valeurs numériques du schéma, on a :

$$V_s = \frac{100}{220} 15 = 6{,}82\ V$$

$$v_s = -(v_{e1} + v_{e2} + v_{e3})$$

$$R_{e1} = R_{e2} = R_{e3} = 100\ k\Omega$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 10^5 \times 10^{-7}} = 15{,}9\ Hz$$

Additionneur non inverseur

Le schéma est représenté à la figure I-11. La condition de polarisation est toujours la même. La loi des nœuds donne, pour les composantes alternatives :

$$i_+ = \frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_{e3}}{R_3}$$

Comme on a :

$$i_- = \frac{v_s}{R_4}$$

$$i_- = i_+.$$

On obtient pour la composante alternative de la tension de sortie :

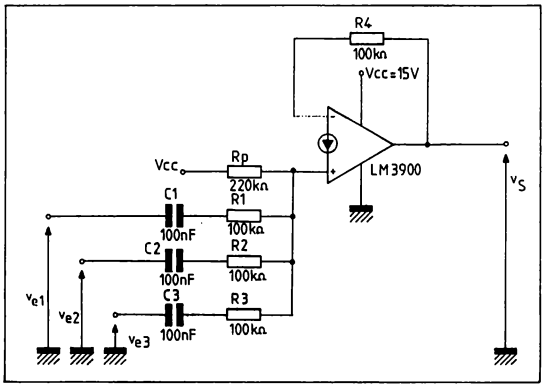


Figure I-11 : Additionneur non inverseur.

$$v_s = \frac{R_4}{R_1} v_{e1} + \frac{R_4}{R_2} v_{e2} + \frac{R_4}{R_3} v_{e3}$$

Au total :

$$v_s = \frac{R_4}{R_p} V_{CC} + \frac{R_4}{R_1} v_{e1} + \frac{R_4}{R_2} v_{e2} + \frac{R_4}{R_3} v_{e3}$$

Pour avoir une simple somme, il suffit d'assurer l'égalité des résistances :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Le montage donne le même résultat que le précédent, au signe près :

$$v_S = \frac{R_4}{R_p} V_{CC} + v_{e1} + v_{e2} + v_{e3}$$

Ce montage est beaucoup plus intéressant que son équivalent à amplificateur opérationnel car, dans ce dernier, les entrées ne sont pas indépendantes.

Soustracteur

Il est facile de combiner le montage inverseur et le montage non inverseur pour former un soustracteur. Le schéma est celui de la figure I-12. La condition de polarisation est toujours la même (les branches supplémentaires n'interviennent pas pour le continu du fait des condensateurs de liaison). Pour les composantes alternatives, il suffit d'écrire les expressions des courants d'entrée en tenant compte du fait que les tensions v_+ et v_- sont nulles :

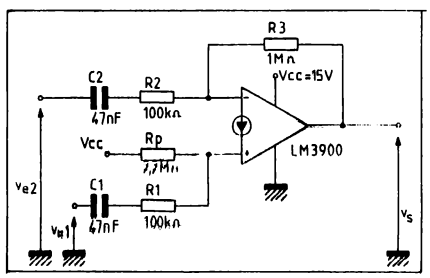


Figure I-12 : Amplificateur de différence.

$$i_+ = \frac{v_{e1}}{R_1}$$

$$i_- = \frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_S}{R_3}$$

$$i_- = i_+.$$

On en déduit la composante alternative de la tension de sortie :

$$v_S = \frac{R_3}{R_1} v_{e1} - \frac{R_3}{R_2} v_{e2}$$

La tension réelle est alors :

$$v_S = \frac{R_3}{R_p} V_{CC} + \frac{R_3}{R_1} v_{e1} - \frac{R_3}{R_2} v_{e2}$$

On constate une fois de plus que les entrées sont indépendantes et que les résistances vues par les générateurs d'attaque sont :

$$R_{e1} = R_1$$
$$R_{e1} = R_2.$$

Ce montage est nettement plus intéressant que son homologue à amplificateur opérationnel pour lequel la résistance vue par un générateur dépend des tensions appliquées sur les deux entrées. Cette propriété des amplificateurs de Norton est tout à fait générale : comme on a toujours une tension nulle sur les bornes + et − du circuit intégré, les différentes entrées sont obligatoirement indépendantes. Pour les amplificateurs opérationnels, cet avantage n'est obtenu que pour les montages possédant une masse virtuelle, donc uniquement avec des configurations inverseuses.

Pour obtenir une simple soustraction, il faut assurer la condition :

$$R_1 = R_2 = R_3$$

On a alors :

$$v_S = \frac{R_3}{R_p} V_{CC} + v_{e1} - v_{e2}$$

Si l'on assure l'égalité des résistances R_1 et R_2 seulement, on réalise un amplificateur de différence :

$$v_S = \frac{R_3}{R_p} V_{CC} + \frac{R_3}{R_1} (v_{e1} - v_{e2})$$

L'amplification de différence du montage est :

$$A_d = \frac{v_S}{v_{e1} - v_{e2}} = \frac{R_3}{R_1}$$

Avec les valeurs numériques du schéma, on a :

$$V_S = \frac{10^6}{2{,}2 \cdot 10^6} 15 = 6{,}82 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{10^6}{10^5} = 10$$

$$R_{e1} = R_{e2} = 100 \text{ k}\Omega$$

Comparateur non inverseur

La caractéristique de transfert d'un amplificateur de Norton montre qu'il se comporte comme un comparateur de courants : la sortie bascule lorsque $i_+ - i_-$ change de signe. Il est très simple de réaliser un comparateur de tension : il suffit de convertir les tensions en courants, ce qui se fait directement puisque $v_+ = v_- = 0$. Le montage est donné à la figure I-13. V_r est une tension de référence. On exprime les courants :

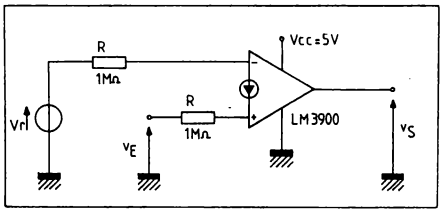


Figure I-13 : Comparateur non inverseur (schéma de principe).

$$i_+ = \frac{V_L}{R} \text{ et } i_- = \frac{V_r}{R}$$

La sortie est à l'état bas V_B si :

$$i_+ < i_-$$

Donc lorsque :

$$v_E < V_r$$

Pour un amplificateur de Norton idéal, on estime que V_B est nul. En réalité, on a environ :

$$V_B = 0{,}2 \text{ V.}$$

La sortie est à l'état haut V_H si :

$$i_+ > i_-.$$

Donc lorsque :

$$v_E > V_r.$$

V_H est la tension de saturation de l'amplificateur de Norton. Elle se situe à peu près 0,8 V en dessous de la tension d'alimentation V_{CC}.
La caractéristique de transfert du montage est tracée à la figure I-14 : c'est bien celle d'un comparateur non inverseur.

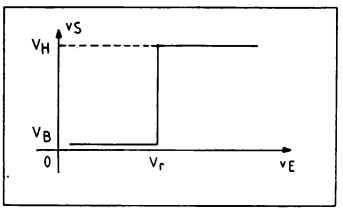


Figure I-14 : Caractéristique de transfert du comparateur non inverseur.

Il reste à réaliser la tension de référence. On peut choisir un simple diviseur formé de deux résistances, ou employer une diode Zener correctement polarisée. Comme on peut prendre une valeur élevée pour R, le générateur de référence ne débite que peu de courant et la première solution convient en général (figure I-15), à condition d'imposer :

$$R_1 \ll R \text{ et } R_2 \ll R.$$

On ne peut pas utiliser une tension de référence trop faible car il faut que les transistors d'entrée soient conducteurs :

$$V_r > 0{,}6 \text{ V.}$$

Par contre, on peut appliquer des tensions très élevées à l'entrée, il suffit de limiter le courant afin de ne pas saturer les transistors d'entrée, ce qui est toujours réalisé grâce à la valeur importante de R. Il s'agit là d'un avantage important sur les amplificateurs opérationnels ou les comparateurs

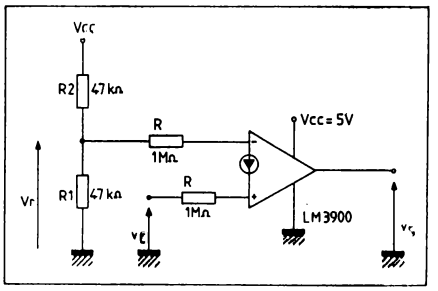


Figure I-15 : Comparateur non inverseur (réalisation de la tension de référence).

intégrés pour lesquels les tensions sont en général limitées à l'alimentation car l'entrée se fait directement sur le circuit intégré.
Avec les valeurs numériques du schéma, on obtient :

$$V_r = \frac{V_{CC}}{2} = 2{,}5 \text{ V.}$$

Un exemple de construction du signal de sortie est fourni à la figure I-16.

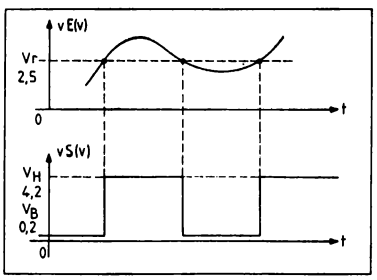


Figure I-16 : Construction de la tension de sortie du comparateur pour un signal d'entrée donné.

Comparateur inverseur

On peut appliquer la tension de référence sur l'entrée non inverseuse comme le montre la figure I-17. L'entrée se fait

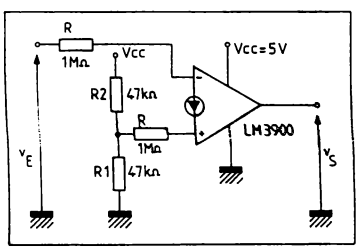


Figure I-17 : Comparateur inverseur.

sur la borne inverseuse de l'amplificateur de Norton. Le montage est alors un comparateur inverseur et sa caractéristique de tranfert est tracée à la figure I-18. Les performances sont identiques à celles du comparateur non inverseur.

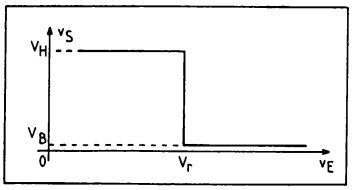


Figure I-18 : Caractéristique de transfert du comparateur inverseur.

Bascule à hystérésis

Le schéma de montage est présenté à la figure I-19. La

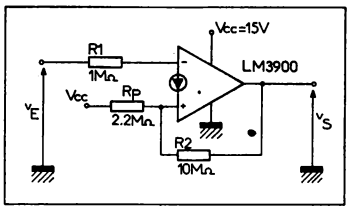


Figure I-19 : Bascule à hystérésis inverseuse.

résistance R_2 produit une réaction positive sur l'amplificateur de Norton. Celui-ci fonctionne donc en commutation et la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs V_B et V_H. On a :

$$i_- = \frac{v_E}{R_1}$$

et :

$$i_+ = \frac{v_S}{R_2} + \frac{V_{CC}}{R_p}$$

Lorsque v_E est faible, on a $i_+ > i_-$ et donc :

$$v_S = V_H.$$

Quand on augmente v_E et qu'on atteint $i_+ = i_-$, l'amplificateur de Norton bascule et sa sortie passe à la valeur V_B (nulle pour un composant idéal). Ce changement d'état se produit quand :

$$\frac{v_E}{R_1} = \frac{V_H}{R_2} + \frac{V_{CC}}{R_p}$$

La valeur correspondante de v_E est l'un des seuils de la bascule. Son expression est :

$$V_T{}^+ = \frac{R_1}{R_2} V_H + \frac{R_1}{R_p} V_{CC}$$

Plus rien ne se passe quand on continue à augmenter la tension d'entrée v_E. Si maintenant on fait décroître v_E, un nouveau basculement se produit lorsque $i_+ = i_-$, ce qui s'écrit :

$$\frac{v_E}{R_1} = \frac{V_{CC}}{R_p}$$

La valeur correspondante de v_E est le deuxième seuil de la bascule :

$$V_T{}^- = \frac{R_1}{R_p} V_{CC}$$

Le cycle de transfert est donné à la figure I-20. Le fait que

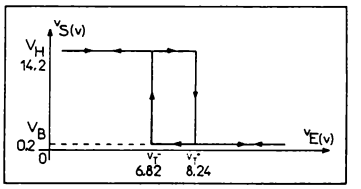


Figure I-20 : Cycle de la bascule à hystérésis inverseuse.

le changement d'état de la sortie ne se fait pas au même niveau d'entrée selon que v_E soit croissante ou décroissante est le phénomène d'hystérésis. Avec les valeurs du schéma, les seuils valent :

$$V_T{}^+ = \frac{1}{10} 14{,}2 + \frac{1}{2{,}2} 15 = 8{,}24 \text{ V}$$

$$V_T{}^- = \frac{1}{2{,}2} 15 = 6{,}82 \text{ V}.$$

La figure I-21 représente la construction du signal de sortie

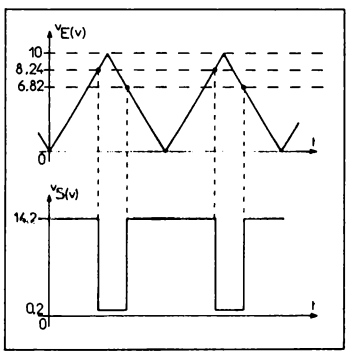


Figure I-21 : Construction de la tension de sortie de la bascule à hystérésis pour une entrée triangulaire.

de la bascule quand on impose une entrée triangulaire. Pour ce montage, les résultats sont relativement approchés du fait de l'utilisation du modèle de l'amplificateur de Norton idéal. En effet, les tensions d'entrée du circuit intégré ne sont pas nulles, elles correspondent à un seuil de jonction de transistor (de l'ordre de 0,6 V). On a en réalité :

$$i_- = \frac{v_E - V_{BE}}{R_1}$$

et

$$i_+ = \frac{v_S - V_{BE}}{R_2} + \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_p}$$

Les V_{BE} ne s'éliminent pas dans les calculs et modifient un peu les résultats. Cette imperfection n'était pas importante pour les amplificateurs et les autres montages à liaison alternative car V_{BE} n'influait alors que sur la polarisation et non sur le signal utile. Par contre ici, les seuils sont directement affectés. Le calcul précédent ne sera valable que si la précision demandée pour le cycle est médiocre.
Il est également possible de construire une bascule à hystérésis non inversouse suivant le schéma de la figure I-22. Son étude se fait suivant la même méthode que celle qui vient d'être exposée.

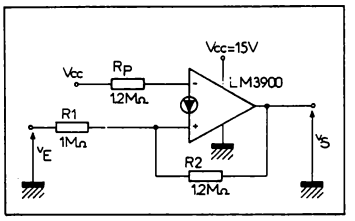


Figure I-22 : Bascule à hystérésis non inverseuse.

Circuit astable

Le montage est donné à la figure I-23. On reconnaît la bascule à hystérésis inverseuse associée à un circuit RC.

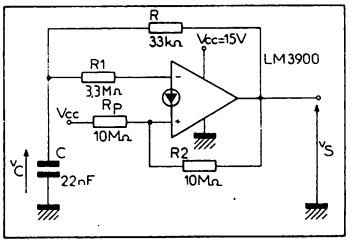


Figure I-23 : Circuit astable.

Si l'on commence l'étude à la mise sous tension du montage, le condensateur C est initialement déchargé. La tension d'entrée de la bascule est nulle et la sortie de l'amplificateur de Norton est à l'état haut (voir le cycle de la figure I-20). Le condensateur C se charge à travers R vers la tension V_H. Un certain courant est dérivé dans R_1, mais cette perturbation est négligeable si on assure la condition :

$$R_1 >> R.$$

La tension v_c augmente. Lorsqu'elle atteint le seuil V_T^+, l'amplificateur de Norton bascule et la sortie passe à l'état bas (voisin de 0). Le condensateur C se décharge ensuite dans R. Lorsque la tension v_c atteint le second seuil V_T^+, la bascule change de nouveau d'état. La sortie est haute et le condensateur se recharge. Le fonctionnement se poursuit par une suite périodique de charges et de décharges du condensateur, ainsi que le montrent les courbes de la figure I-24. Après une première phase différente (régime transitoire de mise sous tension), l'évolution est périodique (régime permanent). Le montage est bien un générateur de signaux rectangulaires ou circuit astable.
En régime permanent, la loi de variation de la tension aux bornes du condensateur lors d'une charge est, en choisissant une nouvelle origine des temps au début de la phase considérée :

$$v_c = (V_T^- - V_H)\, e^{-\frac{t'}{RC}} + V_H$$

L'état haut se termine au bout d'une durée t_1 lorsque v_c atteint le seuil V_T^+ :

$$V_T^+ = (V_T^- - V_H)\, e^{-\frac{t_1}{RC}} + V_H$$

La durée de l'état haut est donc :

$$t_1 = RC \ln \frac{V_H - V_T^-}{V_H - V_T^+}$$

De la même façon, pour une décharge, on a, en déplaçant encore l'origine des temps :

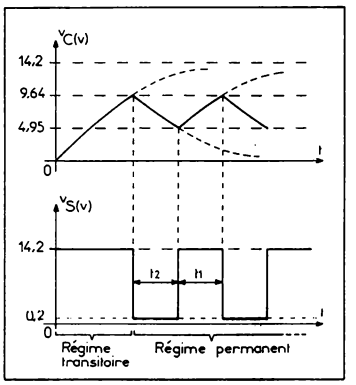


Figure I-24 : Chronogrammes du circuit astable.

$$v_c = V_T^+ e^{-\frac{t'}{RC}}$$

L'état bas se termine au bout d'une durée t_2 lorsque v_c atteint le seuil V_T^- :

$$V_T^- = V_T^+ e^{-\frac{t2}{RC}}$$

La durée de l'état bas est alors :

$$t_2 = RC \ln \frac{V_T^+}{V_T^-}$$

On en déduit la fréquence des signaux :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{RC\left(\ln \frac{V_H - V_T^-}{V_H - V_T^+} + \ln \frac{V_T^+}{V_T^-}\right)}$$

Soit :

$$f = \frac{1}{RC \ln \frac{(V_H - V_T^-)\, V_T^+}{(V_H - V_T^+)\, V_T^-}}$$

Le rapport cyclique de la tension de sortie est :

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{\ln \frac{V_H - V_T^-}{V_H - V_T^+}}{\ln \frac{(V_H - V_T^-)\, V_T^+}{(V_H - V_T^+)\, V_T^-}}$$

Numériquement, on obtient, avec les valeurs choisies :

$$V_T^- = \frac{3,3}{10} 15 = 4,95 \text{ V}$$

$$V_T^+ = \frac{3,3}{10} 14,2 + \frac{3,3}{10} 15 = 9,64 \text{ V}$$

$$f = \frac{1}{33.10^3 \times 22.10^{-9} \ln \frac{(14,2 - 4,95) \times 9,64}{(14,2 - 9,64) \times 4,95}} = 1000 \text{ Hz}$$

$$\alpha = \frac{\ln \frac{14,2 - 4,95}{14,2 - 9,64}}{\ln \frac{(14,2 - 4,95) \times 9,64}{(14,2 - 9,64) \times 4,95}} = 0,5$$

Il ne faut pas s'étonner d'observer sur le signal réel de sortie des temps de montée et de descente différents : le slew rate du circuit n'est pas du même ordre de grandeur pour les variations vers le bas et vers le haut (voir tableau I-3). La fréquence maximale possible pour le générateur est relativement limitée à cause de ce slew rate (même étude que pour l'amplificateur opérationnel).

Chapitre II

Amplificateur de transconductance

Présentation

Fonction réalisée

L'amplificateur de transconductance est un composant dont la grandeur d'entrée est une tension différentielle et dont la grandeur de sortie est un courant. Son modèle idéal est donné à la figure II-1. On distingue trois domaines sur la

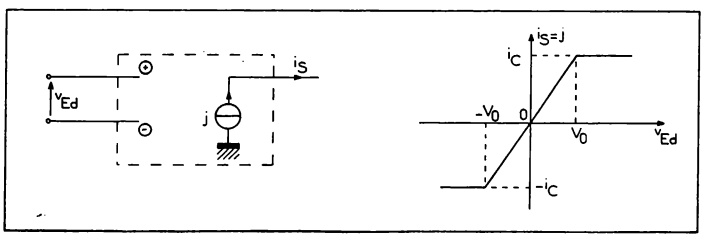


Figure II-1 : Modèle de l'amplificateur de transconductance idéal.

caractéristique de transfert : la zone linéaire et les deux zones de saturation. Suivant la position du point de fonctionnement, deux régimes sont possibles :

– Le régime linéaire ($-V_0 < v_{Ed} < V_0$ et $-i_c < i_s < i_c$)

La partie correspondante de la caractéristique est un segment de droite passant par l'origine :

$$i_s = g_m v_{Ed}$$

g_m a les dimensions d'une conductance. Comme c'est un paramètre qui relie la grandeur d'entrée et la grandeur de sortie, on le nomme transconductance.

– Le régime de commutation

$$i_s = i_c \text{ si } v_{Ed} > V_0$$

$$i_s = -i_c \text{ si } v_{Ed} < -V_0$$

Le point de fonctionnement ne peut alors correspondre qu'à deux niveaux différents de courant de sortie.

De plus, les amplificateurs de transconductance commercialisés en circuits intégrés possèdent une entrée de commande. La grandeur de commande est le courant i_c qui entre par cette broche. En régime linéaire, la transconductance est proportionnelle au courant de commande :

$$g_m = k\, i_c$$

En régime de commutation, les deux états de sortie sont $-i_c$ et i_c.

Exemple de circuit intégré

Le symbole utilisé pour représenter un amplificateur de transconductance est donné à la figure II-2. Le triangle fait référence au symbole courant de l'amplificateur opérationnel et les deux cercles entrelacés correspondent à un symbole parfois employé pour un générateur de courant.

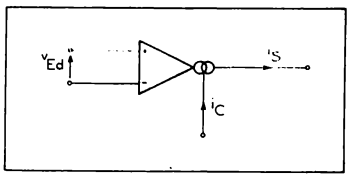


Figure II-2 : Symbole d'un amplificateur de transconductance.

Le circuit étudié est le LM 13700 fabriqué par National Semiconductor. C'est un double amplificateur de transconductance qui contient en plus deux étages à transistors montés en Darlington et destinés à servir d'adaptateurs d'impédances par un branchement en collecteur commun. Chaque amplificateur possède également une entrée de linéarisation qui permet d'augmenter l'étendue de la plage linéaire de la caractéristique de transfert du composant. Le symbole correspondant est alors celui de la figure II-3.

Le boîtier, à double rangée de connexions, a 16 pattes. Le brochage est donné à la figure II-4. Les limites absolues du circuit sont précisées dans le tableau II-1 et quelques caractéristiques électriques apparaissent dans le tableau II-2.

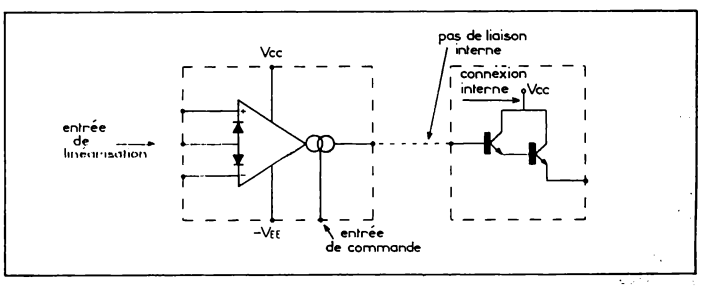


Figure II-3 : Représentation d'un amplificateur de transconductance avec entrée de linéarisation et étage à transistors (correspondant à l'un des circuits contenus dans un LM 13700).

Applications

Amplificateur à gain commandé

L'application première de l'amplificateur de transconductance est la commande de gain. Le schéma de principe du montage est donné à la figure II-5. On y associe un amplificateur de transconductance et un amplificateur opération-

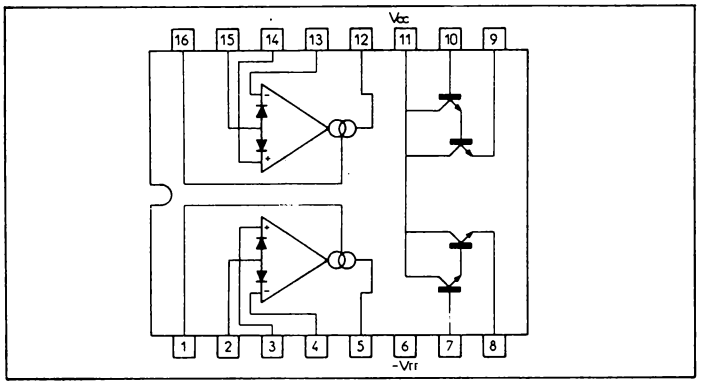


Figure II-4 : Brochage du LM 13700 (vue de dessus).

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation	36 ou ± 18	V
Dissipation de puissance	570	mW
Tension différentielle d'entrée	± 5	V
Courant de commande	2	mA
Courant dans l'entrée de linéarisation	2	mA
Courant de sortie du Darlington	20	mA

Tableau II-1 : Limites absolues pour le circuit intégré LM 13700.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unit.
Tension de décalage en entrée			0,4	5	mV
Courant de polarisation en entrée			0,4	5	µA
Courant de décalage en entrée			0,1	0,6	µA
Courant maximal en sortie	$R_L = 0$, $i_C = 5\mu A$		5		µA
	$R_L = 0$, $i_C = 500\mu A$	350	500	650	µA
Bande passante en boucle ouverte			2		MHz
Slew-rate			50		V/µs
Courant d'entrée de l'étage tampon	5 kΩ entre la sortie et $-V_{EE}$		0,4	5	µA

Tableau II-2 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré LM 13700 (température 25° C, alimentation ± 15 V).

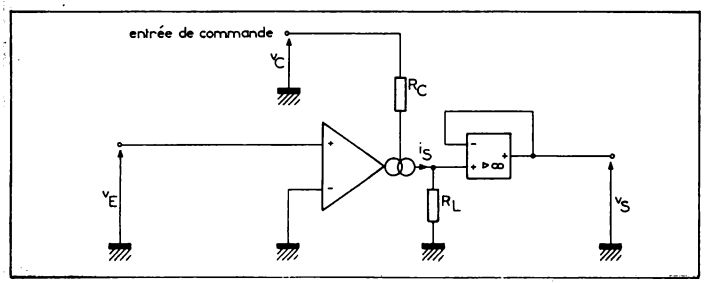


Figure II-5 : Schéma de principe d'un amplificateur à gain commandé en tension.

nel utilisé en suiveur. La tension de sortie est égale à la différence de potentiel aux bornes de la résistance R_L :

$$v_S = R_L\, i_S \qquad (1)$$

La tension différentielle d'entrée de l'amplificateur de transconductance est :

$$v_{Ed} = v_E$$

puisque l'entrée − est à la masse. On peut alors écrire la relation qui donne le courant de sortie de l'amplificateur de transconductance :

$$i_S = g_m\, v_E \qquad (2)$$

Or, la transconductance est commandée par le courant i_C :

$$g_m = k\, i_C \qquad (3)$$

Le courant i_C dépend de la tension de commande v_C. Le potentiel de l'entrée de commande est imposé par l'amplificateur de transconductance à $-V_{EE} + 2V_D$, V_D étant un seuil de jonction (0,6 à 0,7 V). On peut ainsi écrire :

$$i_C = \frac{v_C + V_{EE} - 2V_D}{R_C} \qquad (4)$$

L'association des relations (1) et (2) donne :

$$v_S = R_L\, g_m\, v_E$$

En utilisant successivement les relations (1) et (4), on obtient :

$$v_S = R_L\, k\, i_C\, v_E$$

puis

$$v_S = R_L\, k\, \frac{v_C + V_{EE} - 2V_D}{R_C}\, v_E$$

On a bien réalisé un amplificateur de tension :

$$v_S = A\, v_E$$

L'amplification s'écrit :

$$A = \frac{R_L\, k}{R_C} v_C + \frac{R_L\, k}{R_C}(V_{EE} - 2V_D)$$

C'est une fonction affine de la tension de commande v_C. On dit alors que la commande est linéaire.
Le montage réel utilisant un demi LM 3700 est un peu différent (figure II-6). Tout d'abord, comme le circuit intégré con-

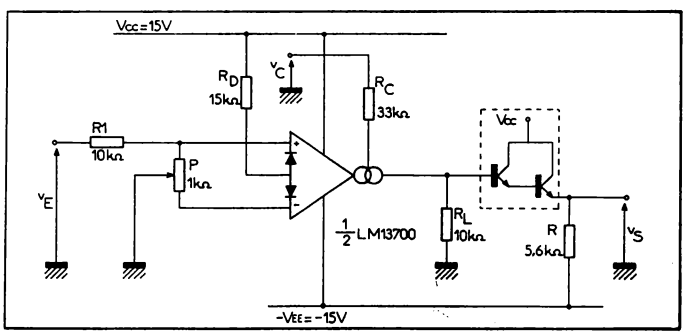


Figure II-6 : Réalisation d'un amplificateur à gain commandé avec un amplificateur de transconductance muni de diodes de linéarisation.

tient des transistors montés en Darlington, on a employé ceux-ci à la place du suiveur à amplificateur opérationnel. Les transistors étant montés en collecteur commun, ils réalisent bien une adaptation d'impédances pour les signaux alternatifs. Par contre, pour le continu, il existe un décalage

de deux seuils de jonction (1,2 à 1,4 V) entre la sortie de l'amplificateur de transconductance et la sortie du montage. En deuxième lieu, on a utilisé des diodes de linéarisation que possède le circuit intégré. En effet, sans cet artifice, le domaine de linéarité d'un amplificateur de transconductance est assez réduit et il apparaît une distorsion des signaux si l'amplitude croît. Les diodes sont polarisées par la résistance R_D qui fixe un courant de l'ordre de 1 mA dans l'entrée de linéarisation. Pour pouvoir bénéficier de l'amélioration apportée par ces diodes, il faut également que les entrées de l'amplificateur de transconductance soient attaquées en courant. On a donc ajouté une résistance R_1 dans l'entrée du montage. Le potentiomètre P minimise le décalage en sortie.

Résistance commandée

L'amplificateur de transconductance peut être utilisé pour créer une résistance commandée par une tension comme le montre la figure II-7. La résistance R_a vue entre les points

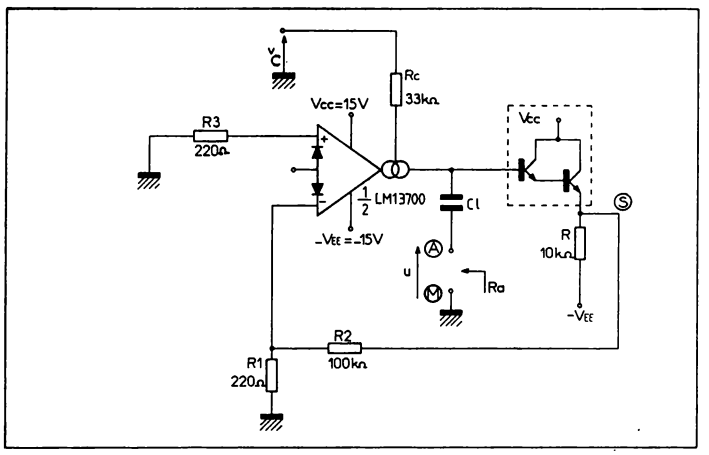


Figure II-7 : Résistance commandée par une tension.

A et M peut être employée avec des signaux alternatifs. Le raisonnement qui suit ne porte que sur des composantes variables des signaux. La tension alternative u appliquée entre les points A et M se retrouve sur l'émetteur du Darlington monté en collecteur commun. Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension qui fixe le potentiel de l'entrée − à :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\ u$$

Le potentiel de l'entrée + est nul :

$$v_+ = 0$$

Le courant de sortie de l'amplificateur de transconductance est :

$$I = -g_m \frac{R_1}{R_1 + R_2}\ u$$

La résistance apparente entre A et M s'écrit donc :

$$R_a = -\frac{u}{i}$$

Le signe − de cette relation provient de la convention de signe utilisée (figure II-8).
Soit :

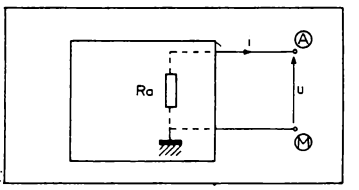


Figure II-8 : Avec les orientations choisies, la convention de signe pour R_a est du type "générateur", ce qui conduit à un signe − dans la loi d'Ohm.

$$R_a = \frac{R_1 + R_2}{g_m R_1}$$

La transconductance est commandée par le courant i_C :

$$g_m = k\, i_C$$

L'étude du schéma interne de l'amplificateur de transconductance montre que la constante k vaut :

$$k = \frac{1}{2u_T}$$

où u_T est le potentiel thermodynamique, égal à :

$$u_T = \frac{KT}{q}$$

K étant la constante de Boltzmann ($1{,}38.10^{-23}$ J/K), q la charge élémentaire ($1{,}6.10^{-19}$ C) et T la température absolue. A température ordinaire (25° C), u_T vaut :

$$u_T = \frac{1{,}38.10^{-23} \times 298}{1{,}6.10^{-19}} = 2{,}57.10^{-2}\ \text{V}.$$

Dans les calculs courants, on prend la valeur approchée :

$$u_T = 26\ \text{mV à } 25°\ \text{C}.$$

On en déduit :

$$k = 19{,}2\ \text{V}^{-1} \text{ à } 25°\ \text{C}.$$

On peut ainsi prévoir la loi de variation de R_a en fonction de i_C puis de v_C. On remarque que la commande de R_a n'est pas linéaire puisque R_a est inversement proportionnelle à i_C. La commande devient linéaire dans les montages dont le paramètre commandé (fréquence, amplification...) est inversement proportionnel à R_a. Par exemple, le montage de la figure II-9 est un filtre passe-haut du premier ordre dans

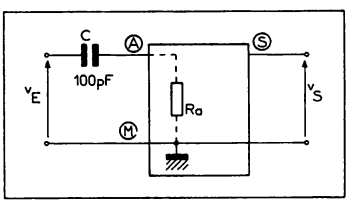


Figure II-9 : Filtre passe-haut réalisé avec une résistance commandée par une tension.

lequel on a remplacé la résistance par le dipôle AM précédent. La sortie se fait après l'adaptateur d'impédances (point S) afin d'éviter les perturbations qui seraient apportées par une charge connectée en A. Au point de vue alternatif, les signaux sont identiques en S et en A. Le diagramme de Bode du filtre est donné à la figure II-10. La fréquence de coupure s'exprime par :

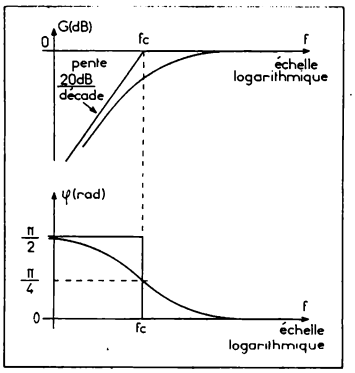


Figure II-10 : Diagramme de Bode du filtre passe-haut réalisé avec une résistance commandée.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_a C}$$

Avec l'expression de R_a, on obtient :

$$f_c = \frac{g_m R_1}{2\pi C (R_1 + R_2)}$$

Soit :

$$f_c = \frac{k R_1}{2\pi C (R_1 + R_2)} i_c$$

Ou encore :

$$f_c = \frac{k R_1}{2\pi C (R_1 + R_2)} \frac{v_c + V_{EE} - 2V_D}{R_c}$$

La fréquence de coupure à 3 dB du filtre est fonction affine de la tension v_c. On a donc bien réalisé une commande linéaire.

Pour avoir un fonctionnement correct de la résistance commandée, il est nécessaire d'atténuer fortement la tension u par le diviseur résistif R_1, R_2 afin de rester dans le domaine de linéarité du LM 13700. On peut utiliser les diodes de linéarisation du circuit, ce qui a pour avantage d'améliorer les performances de la résistance au point de vue bruit. Le montage est alors celui de la figure II-11.

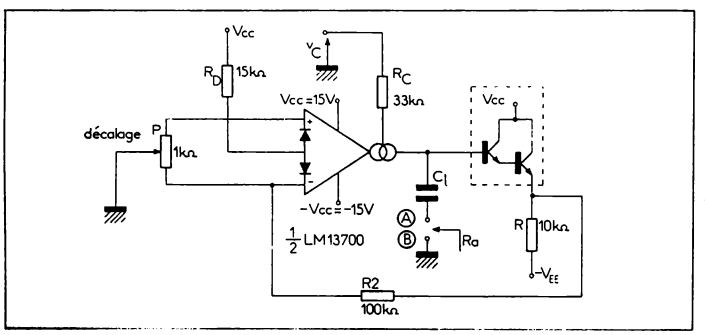


Figure II-11 : Résistance commandée par une tension avec diodes de linéarisation.

La résistance commandée obtenue jusqu'à présent ne peut pas être utilisée dans n'importe quel montage car l'une de ses extrémités est reliée à la masse. On peut réaliser une résistance flottante en employant deux amplificateurs de transconductance ainsi que le montre la figure II-12. Pour le

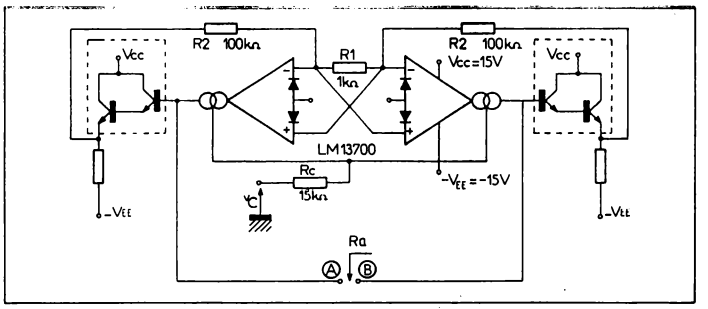


Figure II-12 : Résistance flottante commandée par une tension.

calcul, on procède de façon similaire en ne considérant que les parties variables des signaux.

La résistance vaut dans ce cas :

$$R_a = \frac{2R_2}{g_m R_1}$$

Filtre passe-bas commandé par une tension

Le montage est donné à la figure II-13. On se propose de

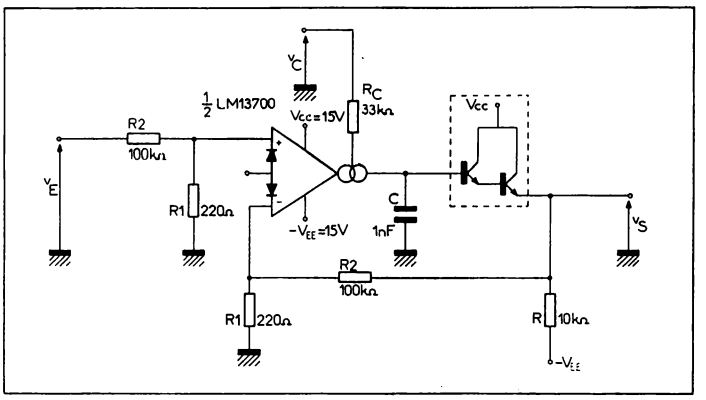


Figure II-13 : Filtre passe-bas commandé par une tension.

déterminer la transmittance du filtre. On se place donc en régime sinusoïdal. On ne considère que les parties variables des signaux et on leur associe leurs représentations complexes.

La tension présente sur l'entrée + est fournie par un diviseur résistif :

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_e \qquad (1)$$

La tension présente sur l'entrée − provient d'un autre diviseur :

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \qquad (2)$$

Le courant de sortie de l'amplificateur de transconductance est :

$$I_s = g_m (V_+ - V_-) \qquad (3)$$

Ce courant circule dans le conducteur :

$$I_s = j C\omega V_s \qquad (4)$$

On élimine I_s entre les formules (3) et (4) :

$$j\,C\omega\,V_s = g_m\,(V_+ - V_-)$$

et on remplace V_+ et V_- par leurs expressions (1) et (2) :

$$j\,C\omega\,V_s = \frac{g_m\,R_1}{R_1+R_2}(V_e - V_s)$$

On en déduit la transmittance du filtre :

$$T = \frac{V_s}{V_e} = \frac{g_m\,\dfrac{R_1}{R_1+R_2}}{g_m\,\dfrac{R_1}{R_1+R_2} + j\,C\omega}$$

Soit :

$$T = \frac{1}{1+j\,\dfrac{R_1+R_2}{g_m\,R_1}\,C\omega}$$

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme canonique :

$$T = \frac{1}{1+j\,\dfrac{\omega}{\omega_c}}$$

avec :

$$\omega_c = \frac{g_m\,R_1}{(R_1+R_2)\,C}$$

Le montage est donc un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure à 3 dB égale à :

$$f_c = \frac{g_m\,R_1}{2\pi\,(R_1+R_2)\,C}$$

Le diagramme de Bode correspondant est tracé à la figure II-14.

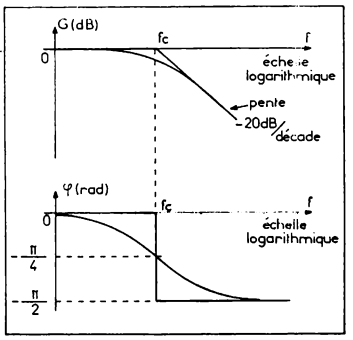


Figure II-14 : Diagramma de Bode du filtre passe-bas commandé par une tension.

En remplaçant g_m par son expression en fonction de v_c, on constate que la commande est encore ici linéaire :

$$f_c = \frac{k\,R_1}{2\pi\,(R_1+R_2)\,C}\,\frac{v_c + V_{EE} - 2V_D}{R_C}$$

Chapitre III

Comparateur

Présentation

Fonction réalisée

Un comparateur est un circuit dont la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs, la présence de l'un de ces deux niveaux indiquant si la tension d'entrée est inférieure ou supérieure à une tension de référence V_r. La caractéristique correspondante peut être celle de la figure III-1 (comparateur inverseur) ou celle de la figure III-2 (comparateur non inverseur).

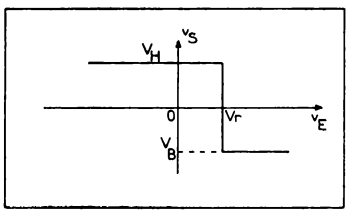


Figure III-1 : Caractéristique d'un comparateur inverseur.

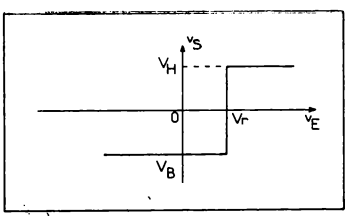


Figure III-2 : Caractéristique d'un comparateur non inverseur.

Les qualités essentielles d'un comparateur sont la précision et la rapidité. Les amplificateurs opérationnels peuvent être utilisés comme comparateurs, mais uniquement si la rapidité demandée n'est pas importante car la vitesse maximale de variation de la tension de sortie (slew rate) ralentit les commutations. Pour pouvoir travailler avec des signaux rapides, il faut faire appel à des circuits intégrés spécialisés nommés comparateurs. Ces composants ont en outre une plus grande facilité d'emploi (sortie en collecteur ouvert permettant une large plage de tension et de courant de sortie, choix étendu des tensions d'alimentation).

Exemple de circuit intégré

On se propose d'étudier le circuit LM 311. Ce modèle très répandu est commercialisé par de nombreux constructeurs (National Semiconductor, Texas Instruments, Thomson...). La structure du circuit (figure III-3) permet une grande souplesse d'emploi : l'émetteur et le collecteur du transistor de sortie sont accessibles, ce qui autorise de connecter la charge à la masse, à l'alimentation négative ou à l'alimentation positive. On peut ainsi commuter des tensions allant jusqu'à 50 V avec des courants de 50 mA. Il est possible d'utiliser une alimentation simple ou double, dans une large gamme de valeurs autorisées (incluant le 5 V des circuits logiques et le ± 15 V des circuits analogiques). Les différentes possibilités pour l'alimentation et le branchement de la charge sont indiquées à la figure III-4. Le circuit intégré

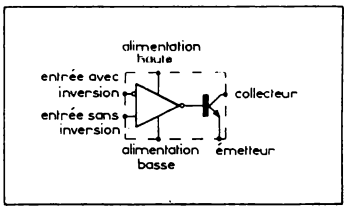


Figure III-3 : Structure du circuit intégré LM 311.

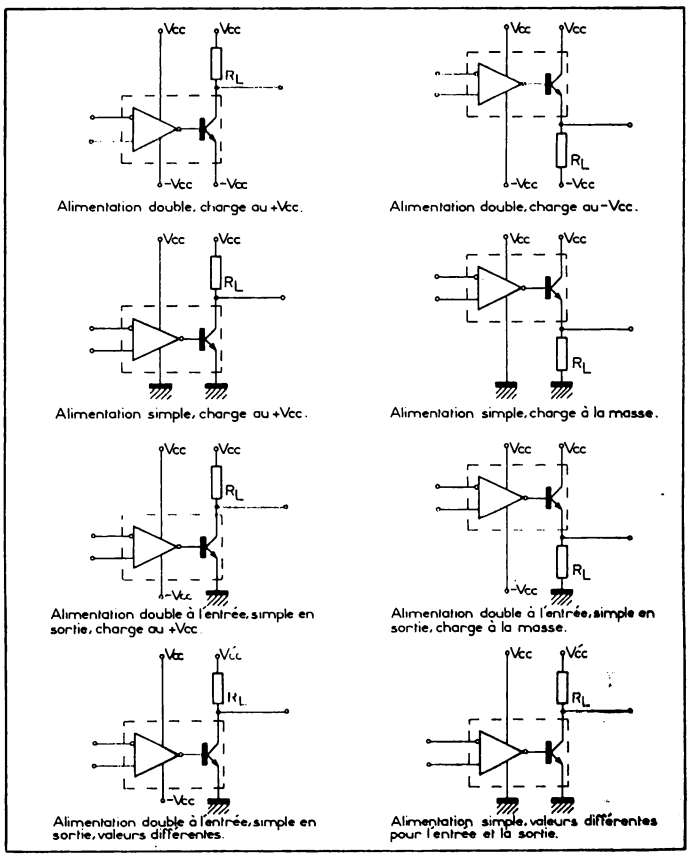

Vcc
R_L
-Vcc
Alimentation double, charge au +Vcc.
Alimentation double, charge au -Vcc.
Alimentation simple, charge au +Vcc.
Alimentation simple, charge à la masse.
Alimentation double à l'entrée, simple en sortie, charge au +Vcc.
Alimentation double à l'entrée, simple en sortie, charge à la masse.
Alimentation double à l'entrée, simple en sortie, valeurs différentes.
Alimentation simple, valeurs différentes pour l'entrée et la sortie.

Figure III-4 : Différentes possibilités d'alimentation et de branchement de la charge pour le circuit intégré LM 311.

possède des bornes prévues pour la compensation du décalage : les éléments à utiliser sont ceux de la figure III-5.

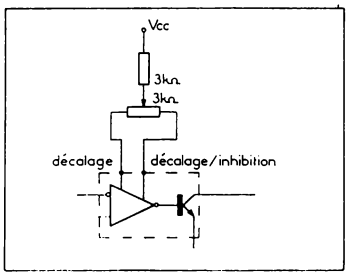


Figure III-5 : Circuit de compensation du décalage.

L'une de ces bornes est également une entrée d'inhibition. Le circuit permettant de commander le blocage du comparateur par un signal logique est indiqué à la figure III-6. Le

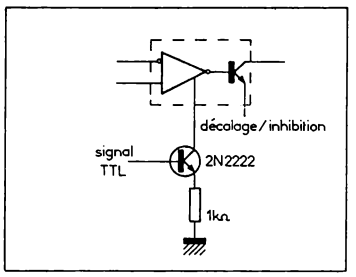


Figure III-6 : Commande d'inhibition.

montage fonctionne normalement lorsque le transistor T est bloqué (signal logique à l'état bas), mais la sortie reste à l'état haut quelles que soient les tensions d'entrée si le transistor T est saturé (signal logique à l'état haut). Lorsque ces bornes ne sont pas utilisées, on peut les laisser en l'air. Le brochage du boîtier DIL à 8 broches est indiqué à la figure III-7. Les limites absolues du circuit sont données

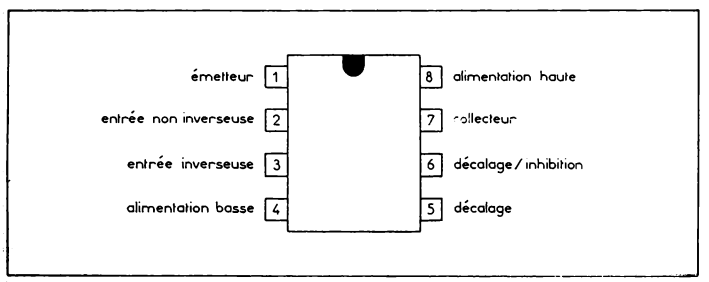


Figure III-7 : Brochage du circuit intégré LM 311 (vue de dessus).

dans le tableau III-1 et les principales caractéristiques électriques apparaissent dans le tableau III-2.

Applications

Détecteur de passage à zéro

Le schéma de montage est représenté à la figure III-8. La

Paramètre	Valeur	Unité
Tension totale d'alimentation	36	V
Tension entre sortie et alimentation négative	40	V
Tension entre émetteur et alimentation négative	30	V
Tension différentielle d'entrée	± 30	V
Tension sur chaque entrée	± 15	V
Dissipation de puissance	500	mW
Durée de court-circuit en sortie	10	s
Tension sur l'entrée de blocage	V ± 5	V

Tableau III-1 : Limites absolues pour le circuit intégré LM 311.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Tension de décalage à l'entrée	$T_A = 25°$ C résist. d'attaque inférieure à 50kΩ		2,0	7,5	mV
Courant de polarisation	$T_A = 25°$ C		100	250	nA
Courant de décalage	$T_A = 25°$ C		6,0	50	nA
Amplificateur en tension	$T_A = 25°$ C	$4,10^4$	2.10^5		
Tension de saturation du transistor	$V_{EL} \leqslant -10$mV $i_s = 50$mA $T_A = 25°$ C		0,75	1,5	V
Tension de saturation du transistor	$V^+ \geqslant 4,5V$, $V^- = 0$ $V_{ed} \leqslant -10$mV, $i_s \leqslant 8$mA		0,23	0,4	V

Tableau III-2 : Principales caractéristiques du circuit intégré LM 311.

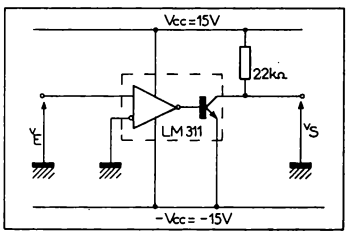


Figure III-8 : Détecteur de passage par zéro.

tension d'entrée est appliquée sur la borne non inverseuse du comparateur. L'entrée inverseuse est reliée à la masse. Les basculements se produisent quand la tension v_E s'annule. Les niveaux de la tension de sortie sont fixés par l'alimentation : ils sont ici de − 15 V et 15 V. Les chronogrammes correspondants sont tracés à la figure III-9.
On peut aussi obtenir des niveaux 0 et 5 V en sortie en connectant l'émetteur du transistor à la masse et son collecteur à l'alimentation 5 V par l'intermédiaire d'une résistance, ainsi que le montre la figure III-10. On a également utilisé

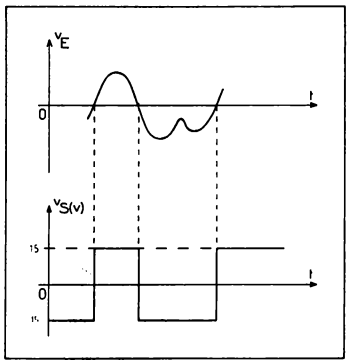


Figure III-9 : Chronogrammes du détecteur de passage par zéro.

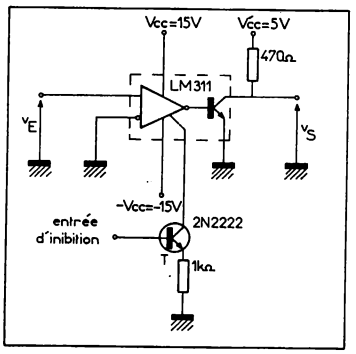


Figure III-10 : Détecteur de passage par zéro avec entrée d'inhibition.

dans ce cas l'entrée d'inhibition. Les chronogrammes de la figure III-11 illustrent le fonctionnement du comparateur.

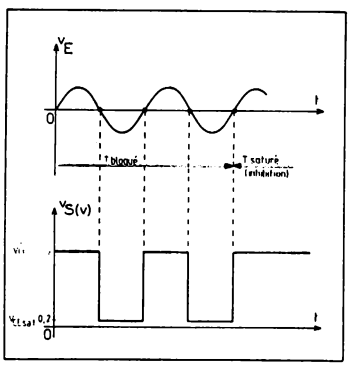


Figure III-11 : Chronogrammes illustrant l'action de l'entrée d'inhibition du LM 311.

Comparateur inverseur

La figure III-12 donne le schéma d'un comparateur. Le montage est inverseur puisque la tension à comparer est appliquée sur l'entrée − du circuit intégré. La tension de référence, appliquée sur l'entrée + est :

$$V_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{5}{2} = 2{,}5 \text{ V.}$$

La sortie change d'état lorsque la tension v_E passe par la valeur V_r. Les niveaux sont voisins de 0 et 5 V car on a utilisé une alimentation unique V_{CC} = 5 V. Les chronogrammes du montage sont dessinés à la figure III-13.

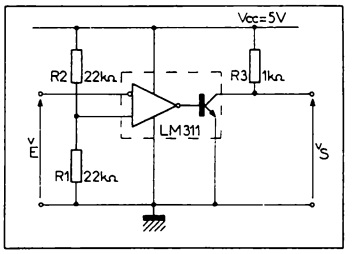


Figure III-12 : Comparateur inverseur.

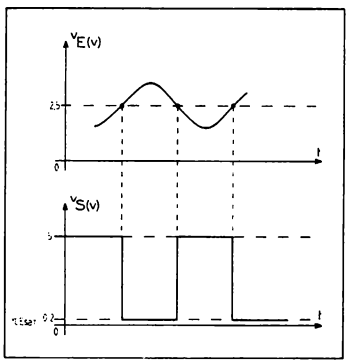


Figure III-13 : Chronogrammes du comparateur inverseur.

Bascule à hystérésis

Le schéma du montage est représenté à la figure III-14. Les

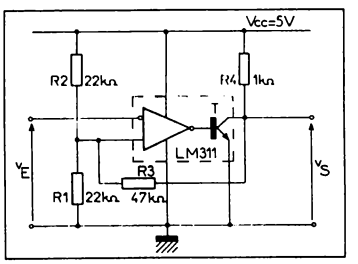


Figure III-14 : Bascule à hystérésis.

résistances R_1, R_2 et R_3 produisent une réaction positive. Le seuil de basculement dépend donc de la tension de sortie. La figure III-15 représente les schémas équivalents au montage dans les deux cas possibles : transistor bloqué ou saturé (le diviseur de tension R_1, R_2 a été transformé par le théorème de Thévenin).
Quand la tension d'entrée est nulle, la sortie est à l'état haut puisque la tension sur l'entrée + est toujours positive. Le transistor T est bloqué et on a :

$$v_S = \frac{R_4 \frac{V_{CC}}{2} + (\frac{R_1}{2} + R_3) V_{CC}}{R_4 + \frac{R_1}{2} + R_3}$$

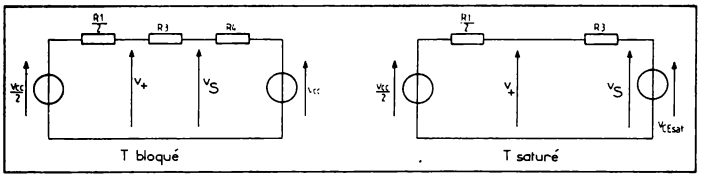


Figure III-15 : Schémas équivalents à la bascule à hystérésis selon l'état du transistor T.

Compte tenu des ordres de grandeur :

$$v_S \simeq V_{CC}$$

Si on augmente v_E, la sortie change d'état quand :

$$v_- = v_+$$

Soit si :

$$v_E = \frac{(R_1 + R_3 + R_4)\,V_{CC}}{R_1 + 2R_3 + 2R_4} = V_T{}^+$$

$V_T{}^+$ est un seuil de la bascule à hystérésis.
La sortie est maintenant à l'état bas et le transistor T est saturé :

$$v_S = V_{CE\ sat} \text{ (de l'ordre de 0,2 V à 0,4 V)}$$

Quand v_E continue à augmenter, plus rien ne se passe.
Losqu'on fait décroître v_E, la sortie change d'état quand :

$$v_- = v_+$$

Soit :

$$v_E = \frac{R_3\,V_{CC}}{R_1 + 2R_3} = V_T{}^- \text{ (en négligeant } V_{CE\ sat})$$

$V_T{}^-$ est l'autre seuil de la bascule à hystérésis.
Plus rien ne se passe si v_E continue à décroître jusqu'à 0.
Le fonctionnement du montage est décrit par le cycle de la figure III-16.

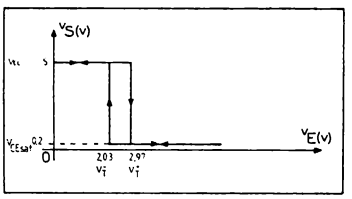


Figure III-16 : Cycle de la bascule à hystérésis.

Les valeurs numériques des seuils sont :

$$V_T{}^+ = \frac{(22 + 47 + 1)\,5}{22 + 2\times47 + 2\times1} = 2{,}97\ V$$

$$V_T{}^- = \frac{47 \times 5}{22 + 2\times47} = 2{,}03\ V.$$

Les chronogrammes correspondants sont tracés à la figure III-17.

Circuit astable

Le schéma de montage est donné à la figure III-18. Le comparateur associé à R_1, R_2, R_3 et R_4 forme une bascule à hystérésis dont le cycle est dessiné à la figure III-16. Le condensateur C va se charger ou se décharger à travers la résistance R selon l'état du transistor T. La tension aux bornes de C étant appliquée à l'entrée de la bascule à hystérésis, les basculements vont se produire quand cette tension atteindra les seuils du trigger.

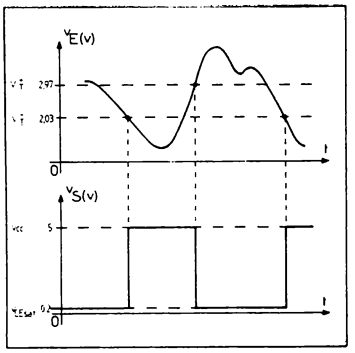


Figure III-17 : Chronogrammes de la bascule à hystérésis.

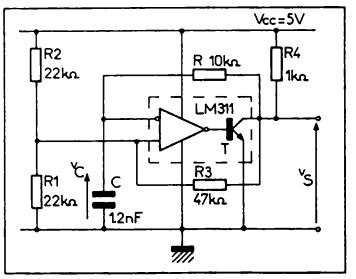


Figure III-18 : Circuit astable.

On se place en régime permanent et on fixe l'origine des temps à un instant où la sortie bascule de l'état bas vers l'état haut et donc où la tension v_C aux bornes du condensateur arrive à la valeur $V_T{}^-$ en décroissant. A partir de ce moment, le transistor T est bloqué et le condensateur se charge à travers R et R_4 vers la tension V_{CC}. La tension évolue exponentiellement avec la constante de temps

$$\tau_1 = (R + R_4)\,C.$$

Quand la tension v_C atteint la valeur $V_T{}^+$, la sortie bascule et le transistor T se sature. Le condensateur se décharge alors à travers R vers la tension de saturation $V_{CE\ sat}$ du transistor. La tension v_C évolue exponentiellement avec la constante de temps $\tau_2 = RC$. Quand v_C atteint la valeur $V_T{}^-$, on est revenu aux conditions de départ et l'évolution recommence de la même façon. A l'état bas, la tension de sortie est constante, égale à $V_{CE\ sat}$ tandis qu'à l'état haut,

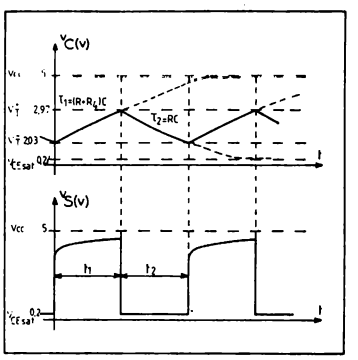


Figure III-19 : Chronogrammes de l'astable.

elle varie légèrement à cause du courant qui provoque une chute de tension dans la résistance R_4. On obtient ainsi les chronogrammes de la figure III-19.

Pour déterminer la fréquence et le rapport cyclique de l'astable, il faut exprimer la durée t_1 de l'état haut et la durée t_2 de l'état bas.

Quand la sortie est à l'état haut, on a :

$$v_c = (V_T^- - V_{CC})\, e^{\frac{t}{\tau_1}} + V_{CC}$$

La valeur V_T^+ est atteinte à l'instant t_1 :

$$V_T^+ = (V_T^- - V_{CC})\, e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} + V_{CC}$$

On en déduit :

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{CC} - V_T^-}{V_{CC} - V_T^+}$$

Quand la sortie est à l'état bas, l'équation devient, avec une nouvelle origine des temps au début de la phase considérée :

$$v_c = (V_T^+ - V_{CE\,sat})\, e^{-\frac{t'}{\tau_2}} + V_{CE\,sat}$$

La valeur V_T^- est atteinte à l'instant t_2 :

$$V_T^- = (V_T^+ - V_{CE\,sat})\, e^{-\frac{t_2}{\tau_2}} + V_{CE\,sat}$$

Ce qui donne :

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{V_T^+ - V_{CE\,sat}}{V_T^- - V_{CE\,sat}}$$

Le rapport cyclique est défini par :

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Soit ici :

$$\alpha = \frac{(R + R_4) \ln \frac{V_{CC} - V_T^-}{V_{CC} - V_T^+}}{(R + R_1) \ln \frac{V_{CC} - V_T^-}{V_{CC} - V_T^+} + R \ln \frac{V_T^+ - V_{CE\,sat}}{V_T^- - V_{CE\,sat}}}$$

Numériquement, on obtient :

$$\alpha = \frac{(10+1)\,10^3 \ln \frac{5-2{,}03}{5-2{,}97}}{(10+1)10^3 \ln \frac{5-2{,}03}{5-2{,}97} + 10.10^3 \ln \frac{2{,}97-0{,}2}{2{,}03-0{,}2}} = 0{,}5$$

La fréquence de l'astable est :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

Ce qui donne :

$$f = \frac{1}{[(R + R_4) \ln \frac{V_{CC} - V_T^-}{V_{CC} - V_T^+} + R \ln \frac{V_T^+ - V_{CE\,sat}}{V_T^- - V_{CE\,sat}}]\, C}$$

Numériquement, on obtient :

$$f = \frac{1}{[(10+1)10^3 \ln \frac{5-2{,}03}{5-2{,}97} + 10^4 \ln \frac{2{,}97-0{,}2}{2{,}03 \pm 0{,}2}]1{,}2.10^{-9}}$$

$$f = 100\ \text{kHz}.$$

Translateur de niveaux

Ce montage, schématisé à la figure III-20 permet de transformer un signal rectangulaire de niveaux 0 et 30 V en un signal TTL (0 et 5 V).

La tension présente sur l'entrée − du comparateur est :

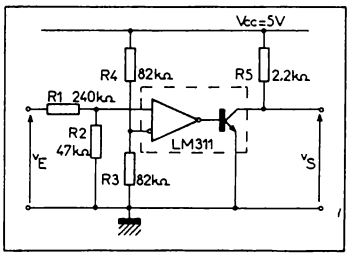


Figure III-20 : Translateur de niveaux.

$$v_- = \frac{V_{CC}}{2}$$

La tension appliquée à l'entrée + du comparateur est fournie par un diviseur résistif à partir de l'entrée :

$$v_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_E$$

Le basculement a lieu lorsque :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_E = \frac{V_{CC}}{2}$$

Le seuil d'entrée correspondant est :

$$v_E = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{V_{CC}}{2}$$

Numériquement, on obtient :

$$v_E = (1 + \frac{240}{47}) \frac{5}{2}$$

$$v_E = 15{,}3\ \text{V}.$$

La tension présente sur chaque entrée du comparateur ne doit pas dépasser les tensions d'alimentation (c'est une limite absolue d'utilisation du composant). Pour le montage étudié, il faut respecter la condition :

$$0 \leqslant v_+ \leqslant 5\ \text{V}.$$

Pour $v_E = 0$, on a $v_+ = 0$ tandis que pour $v_E = 30$ V, on a :

$$v_+ = \frac{47}{240+47}\, 30 = 4{,}91\ \text{V}$$

On a donc bien respecté les limitations du circuit intégré. Les chronogrammes illustrant le fonctionnement du montage sont donnés à la figure III-21.

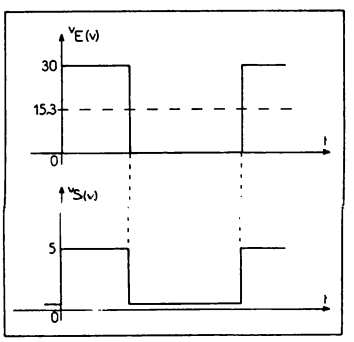


Figure III-21 : Chronogrammes du translateur de niveaux.

Comparateur à fenêtre

Un comparateur à fenêtre, ou comparateur à deux seuils, permet de surveiller l'évolution d'une grandeur en lui fixant

une limite inférieure et une limite supérieure. Le montage est indiqué à la figure III-22. Deux comparateurs LM 311 ont

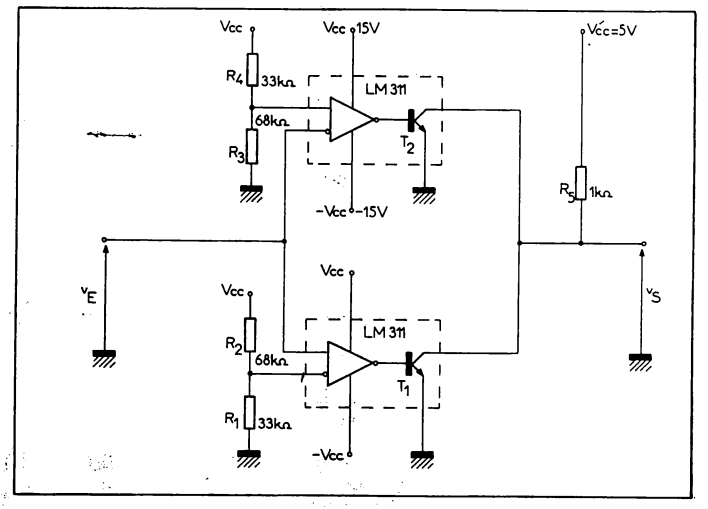


Figure III-22 : Comparateur à fenêtre.

leurs sorties reliées. L'entrée se trouve sur la borne inverseuse d'un des circuits et sur la borne non inverseuse de l'autre circuit. Les deux comparateurs ont des seuils différents, imposés par les diviseurs résistifs R_1, R_2 et R_3, R_4. Ces deux tensions valent :

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{33}{68+33} \times 15 = 4{,}9\ V$$

et :

$$V_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{CC} = \frac{68}{68+33} \times 15 = 10\ V$$

Quand la tension d'entrée v_E est inférieure à V_1, le transistor T_2 est bloqué, mais le transistor T_1 est saturé, donc la tension de sortie est voisine de 0 (elle correspond en fait à $V_{CE\ sat}$). Lorsque v_E atteint le seuil V_1, le transistor T_1 se bloque et la sortie passe au niveau haut, égal à V_{CC}', soit 5 V. Quand v_E atteint la valeur V_2, le transistor T_2 se sature et v_S est de nouveau pratiquement nulle. Ces résultats sont résumés par la caractéristique de transfert de la figure III-23. On constate que la sortie n'est à l'état haut que si la

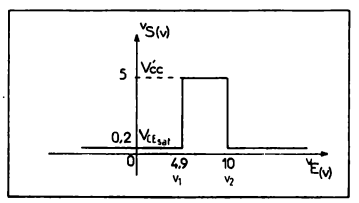


Figure III-33 : Caractéristique de transfert du comparateur à fenêtre.

tension v_E est comprise dans la fenêtre V_1, V_2. Un exemple de fonctionnement est décrit par les chronogrammes de la figure III-24.

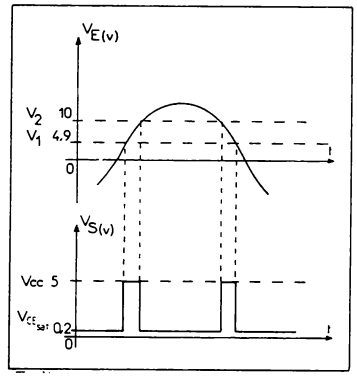


Figure III-24 : Chronogrammes du comparateur à fenêtre.

Interfaces de sortie

La sortie du comparateur LM 311 permet d'alimenter directement un certain nombre de charges comme les diodes électroluminescentes ou les petits relais. On fait cependant parfois appel à un circuit d'interface externe, soit pour augmenter les possibilités en courant, soit pour minimiser la charge du circuit intégré afin de lui conserver de bonnes performances. La figure III-25 indique trois exemples de cir-

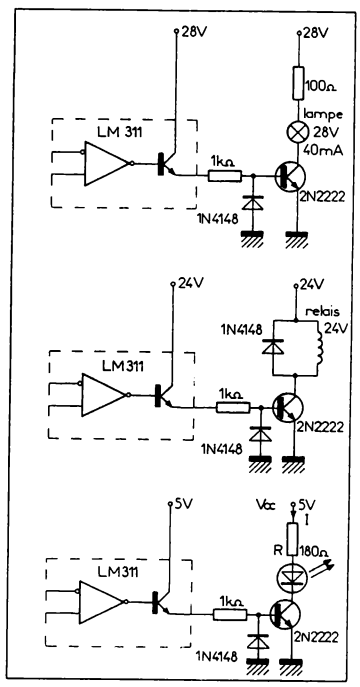


Figure III-25 : Interfaces de sortie pour un comparateur LM 311.

cuits d'interface pour une lampe, un relais et une diode électroluminescente. On utilise un petit transistor 2N 2222, mais beaucoup d'autres modèles peuvent convenir. Ce transistor devant fonctionner en commutation, on choisit sa résistance de base afin d'assurer la condition de saturation. La diode branchée entre base et émetteur permet d'éviter les surtensions en inverse sur la jonction base-émetteur du transistor en écrêtant la tension à $-0{,}6$ V (les transistors

supportent en général une tension V_{BE} inverse de 5 à 6 V). Dans le cas de la lampe, on utilise une résistance en série pour limiter le courant lorsque la lampe est froide. En ce qui concerne le relais, il est indispensable de brancher une diode en parallèle sur la bobine afin d'assurer la continuité du courant lors du blocage du transistor. En l'absence de diode, le transistor serait entraîné en avalanche à cause de l'énergie magnétique emmagasinée dans la bobine. Pour la diode électroluminescente, on utilise une résistance en série qui fixe le courant. La tension aux bornes d'une LED passante dépend de la couleur. Elle est par exemple de l'ordre de 1,7 V pour une diode rouge. Le courant définit l'éclairement obtenu. Avec une LED ordinaire, on choisit habituellement une intensité de 10 ou 20 mA. Par exemple, avec 20 mA, la résistance doit être :

$$R = \frac{V_{CC} - V_D - V_{CE\ sat}}{I} = \frac{5 - 1{,}7 - 0{,}2}{0{,}02} = 155\ \Omega$$

On a choisi la valeur normalisée juste supérieure, 180 Ω.

Chapitre IV

Temporisateur

Présentation

Fonction réalisée

Un temporisateur est un circuit dont la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs, l'une correspondant à un état stable, l'autre à un état instable obtenu pendant une durée déterminée à partir d'un signal de déclenchement appliqué à l'entrée. La durée de temporisation ne dépend que des caractéristiques du montage. Le circuit intégré comprend les composants actifs nécessaires aux commutations, mais il faut lui adjoindre des composants passifs externes (en général une résistance et un condensateur) pour fixer la durée souhaitée. Du fait de son principe (commutations associées à des charges et décharges de condensateur), ce type de circuit est apte à assurer un certain nombre de fonctions différentes : monostable (redéclenchable ou non), astable... La disposition des composants externes permet de choisir le mode de fonctionnement du montage et leurs valeurs déterminent les durées caractéristiques du signal de sortie.

Exemple de circuit intégré

On a choisi le très classique 555. Ce circuit est commercialisé par de nombreux constructeurs sous des références voisines : NE 555 par RTC, Thomson ou Texas Instruments, LM 555 chez National Semiconductor, RC 555 chez Raytheon, MC 1455 pour Motorola... La version courante est en boîtier DIL 8 broches. On trouve aussi un double 555 dans un boîtier DIL 14 broches sous la référence 556 (avec toutes ses variantes). Les brochages correspondants sont représentés à la figure IV-1.

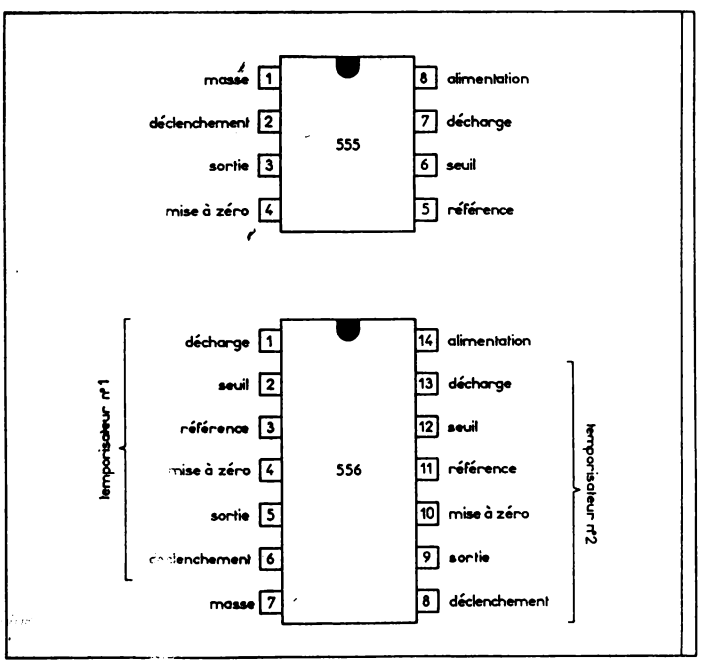


Figure IV-1 : Brochage des circuits intégrés 555 et 556 (vue de dessus).

Le fonctionnement des divers montages s'explique aisément en utilisant le schéma fonctionnel de la figure IV-2 ou celui, plus détaillé de la figure IV-3. Le circuit se compose

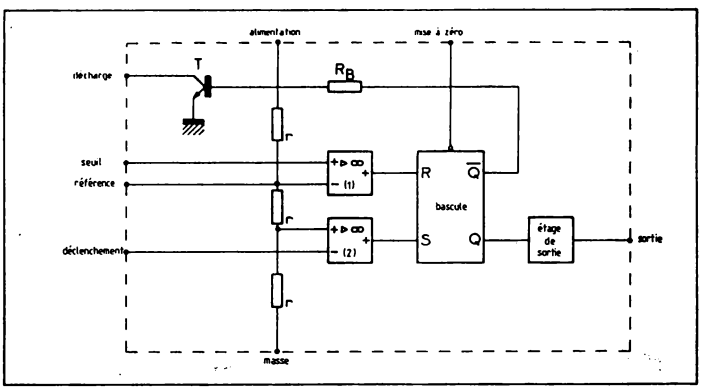


Figure IV-2 : Schéma fonctionnel du circuit intégré 555 (ou de l'un des temporisateurs contenus dans un 556).

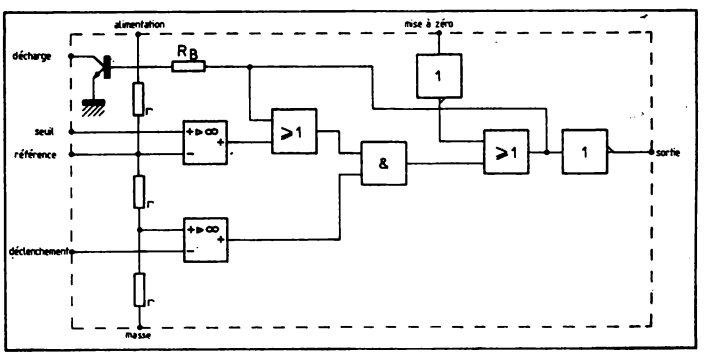


Figure IV-3 : Schéma logique du circuit intégré 555.

de deux comparateurs, d'une bascule, d'un étage de sortie et d'un transistor de décharge. Le comparateur (1), appelé comparateur de temporisation, a une tension de référence fixée à $\frac{2}{3} V_{CC}$ par le diviseur formé des trois résistances identiques r branchées entre la masse et l'alimentation (chaque résistance vaut 5 kΩ). Le comparateur (2) est

appelé comparateur de déclenchement et sa tension de référence est fixées à $\frac{1}{3} V_{CC}$ par le même diviseur de trois résistances. L'entrée du comparateur (1) est nommée seuil (threshold en anglais). La tension de référence de ce même comparateur est accessible : c'est la borne appelée référence ou tension de commande (control voltage en anglais). On peut ainsi utiliser cette entrée pour modifier la tension de référence du comparateur à l'aide d'un circuit extérieur. L'entrée du comparateur (2) est appelée déclenchement : c'est elle qui reçoit le signal de départ de la temporisation dans l'application de base du circuit intégré (borne désignée par trigger dans les notices en anglais). La sortie du comparateur (1) attaque la bascule sur son entrée R (reset : mise à zéro) tandis que la sortie du comparateur (2) est connectée à l'entrée S (set : mise à un). Il existe également une mise à zéro accessible de l'extérieur et prioritaire sur les autres entrées de la bascule. Cette commande est active à l'état bas. On relie donc la borne correspondante à l'alimentation lorsqu'on n'utilise pas la possibilité de mise à zéro externe, ce qui évite des commutations parasites lors d'une temporisation. La sortie Q de la bascule est reliée à l'entrée d'un amplificateur qui permet de délivrer un courant assez élevé à la sortie du circuit intégré : il peut atteindre 200 mA dans un sens comme dans l'autre. La sortie complémentée $\overline{Q}$ commande en commutation le transistor interne T qui permet de décharger le condensateur extérieur. Le collecteur de T est accessible sur la borne nommée décharge (discharge en anglais).
Les limites absolues du composant sont données dans le tableau VI-1 tandis que les principales caractéristiques électriques sont indiquées dans le tableau IV-2. Les chiffres cités correspondent à la version la plus courante du circuit intégré.

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation	18	V
Dissipation de puissance	600	mW
Courant de sortie	200	mA

Tableau IV-1 : Limites absolues pour le circuit intégré 555.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unit.
Tension de sortie à l'état bas	V_{CC} = 15V I_s = 10mA		0,1	0,25	V
	V_{CC} = 15V I_s = 100mA		2	2,5	
Tension de sortie à l'état haut	V_{CC} = 15V I_s = 100mA	12,7	13,3		V
Temps de montée de la sortie			100		ns
Temps de descente de la sortie			100		ns

Tableau IV-2 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré 555 (température 25° C).

Il faut également signaler l'apparition de versions CMOS du 555, sous les références ICL 7555 chez GE Intersil et TLC 555 chez Texas Instruments (technologie LinCMOS). Ces circuits présentent un certain nombre d'avantages par rapport à leur homologue bipolaire. La technologie CMOS permet tout d'abord une faible consommation : le courant maximal de repos, avec une alimentation 5 V est de 300 μA pour le TLC 555 au lieu de 6 mA pour le 555 bipolaire. La gamme des tensions d'alimentation possibles est élargie : 2 à 18 V en CMOS au lieu de 4,5 à 16 V. Les niveaux de sortie CMOS ont l'avantage d'être très voisins des niveaux d'alimentation 0 et V_{DD}. Avec un 555 bipolaire, il apparaît des pics de courant d'alimentation lors des commutations qui atteignent 200 à 300 mA. En CMOS, ces pics sont réduits à moins de 3 mA. Les courants de polarisation des entrées sont beaucoup diminués en CMOS : 10 pA pour le TLC 555 contre 500 nA sur l'entrée de déclenchement (valeur typique à 25° C). Enfin, la rapidité du circuit a été améliorée. On ne dépasse guère les fréquences de 100 à 200 kHz avec un 555 classique, mais le circuit ICL 7555 permet d'atteindre 1 MHz et le TLC 555 fonctionne jusqu'à 2 MHz environ. Toutefois, les temporisateurs CMOS n'ont pas que des avantages. Leur principal inconvénient est que le courant maximal que l'on peut délivrer en sortie est inférieur à ce que l'on obtient avec un composant bipolaire. De plus, la valeur correspondante diffère suivant le sens de ce courant. Le TLC 555 peut avoir un courant de sortie de 100 mA circulant vers le circuit, mais seulement de 10 mA vers la charge. Ce résultat est à comparer avec les 200 mA obtenus dans les deux sens avec un 555 classique. Comme le courant de sortie élevé est souvent un critère de choix important lorsque l'on décide d'employer un 555, on voit qu'il faut considérer sérieusement la question avant d'opter pour une version CMOS. Cette dernière n'est effectivement utilisée que si la consommation ou la rapidité rendent impossibles l'emploi du 555 bipolaire.
Les applications envisagées dans ce chapitre font appel à la version classique du 555, mais tous les montages sont transposables aux circuits CMOS. Toutefois, les chiffres cités correspondent au 555 bipolaire.

Applications

Monostable

Un circuit monostable possède deux états, l'un stable et l'autre instable. Il passe de l'état stable à l'état instable sous l'effet d'une impulsion appliquée à son entrée et revient spontanément à l'état stable après un temps déterminé appelé durée du monostable ; cette durée, qui sera notée d, ne dépend que des caractéristiques du circuit.
La figure IV-4 représente le schéma du monostable élémentaire réalisé avec un 555. Le montage comprend, en dehors du circuit intégré, une résistance et un condensateur. On peut lui adjoindre, si nécessaire, un autre condensateur C_d entre la borne référence et la masse. Celui-ci évite une modification des tensions de référence des com-

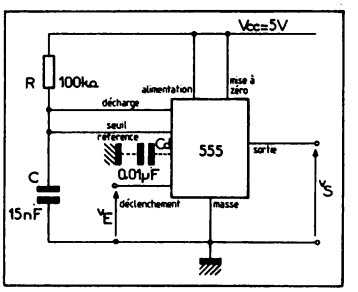


Figure IV-4 : Circuit monostable.

paràteurs en cas de baisse brutale de la tension d'alimentation (chute qui pourrait conduire à une erreur sur la temporisation). On utilise habituellement pour C_d une capacité de 0,01 μF.
Pour étudier le monostable, il faut d'abord déterminer quel est son état stable. Le schéma de la figure IV-5 permet de

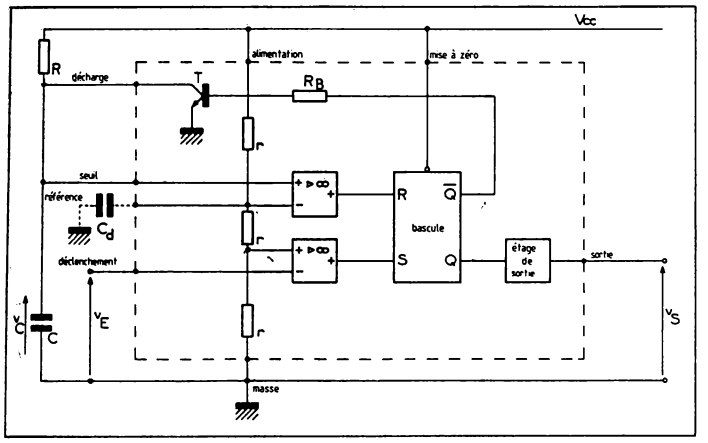


Figure IV-5 ; Schéma développé du monostable.

mener facilement le raisonnement. Si la sortie v_s est à l'état haut V_H, le transistor T est bloqué et C se charge à travers R vers la tension d'alimentation V_{CC}. Quand la tension v_c aux bornes du condensateur atteint le seuil $\frac{2}{3}V_{CC}$ du comparateur de temporisation, celui-ci bascule et remet la sortie Q du bistable à 0. T devient conducteur et décharge le condensateur C. La bascule reste alors dans cet état. L'état stable est donc bas

$$v_s = V_B.$$

Pour déclencher le monostable, il faut faire basculer le comparateur de déclenchement. Pour cela, il faut appliquer à l'entrée une impulsion vers le bas partant de V_{CC} et atteignant 0 (ou tout au moins un niveau inférieur à $\frac{1}{3}V_{CC}$ (voir figure IV-6).
A l'application de l'impulsion à l'entrée, le comparateur de déclenchement bascule, le bistable passe à 1 et le transistor T se bloque. Le condensateur C se charge ensuite exponentiellement vers V_{CC} avec la constante de temps $\tau = RC$. Quand la tension v_c aux bornes du condensateur atteint le seuil $\frac{2}{3}V_{CC}$, le bistable rebascule, le transistor T entre en conduction et décharge le condensateur C presque instantanément.
Pendant la phase de temporisation, la tension aux bornes du condensateur C évolue suivant la loi exponentielle

$$v_c = V_{CC}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

La temporisation se termine à l'instant d où la tension v_c atteint la valeur $\frac{2}{3}V_{CC}$

$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC}(1 - e^{-\frac{d}{\tau}})$$

On en déduit l'expression de la durée du monostable

$$d = RC \ln 3.$$

On constate que cette durée est indépendante de la valeur de la tension d'alimentation V_{CC}. La résistance R peut être choisie entre 1 kΩ et 10 MΩ et la capacité C entre 1 nF et 100 μF, ce qui donne des durées comprises entre 1 μs et 1 h. Toutefois, la réalisation devient délicate au-delà de quelques dizaines de minutes.
Les principales applications des monostables sont d'une part la temporisation et d'autre part la mise en forme d'impulsions. On trouve également ces circuits dans les générateurs d'impulsions.
Lors de l'emploi d'un monostable, il faut faire attention à une condition nécessaire à un bon fonctionnement l'impulsion de déclenchement doit être plus courte que la durée d. En effet, si ce n'est pas le cas, on obtient les chronogrammes de la figure IV-7 La durée de l'impulsion de sortie est égale

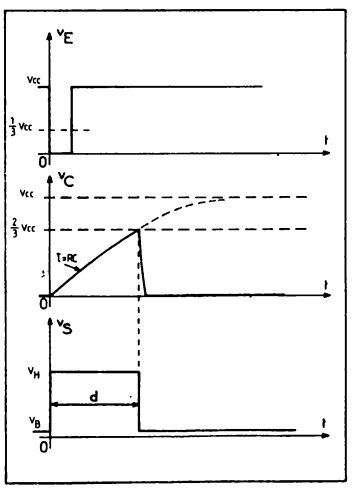


Figure IV-6 : Chronogrammes du monostable.

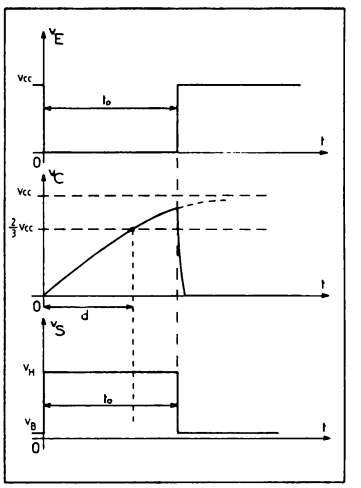


Figure IV-7 : Mauvais fonctionnement du monostable quand l'impulsion de déclenchement est trop longue.

à la durée de l'impulsion de déclenchement, au lieu de valoir d le monostable ne fonctionne plus.
Avec les valeurs numériques du schéma, on obtient une durée d

$$d = 10^5 \times 15.10^{-9} \ln 3$$

C'est-à-dire

$$d = 1{,}65.10^{-3} \text{ s soit } 1{,}65 \text{ ms.}$$

Monostable avec circuit de déclenchement

Pour avoir un fonctionnement correct du monostable pour n'importe quelle largeur d'impulsion de commande, on ajoute à l'entrée un circuit de déclenchement composé d'un dérivateur ϱ, γ et d'une diode d'écrêtage D. Le montage est représenté à la figure IV-8 et les chronogrammes à la figure IV-9. Lors du front descendant de la tension

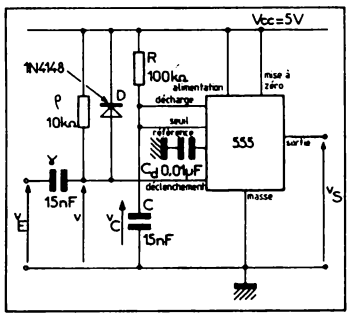


Figure IV-8 : Monostable avec circuit de déclenchement.

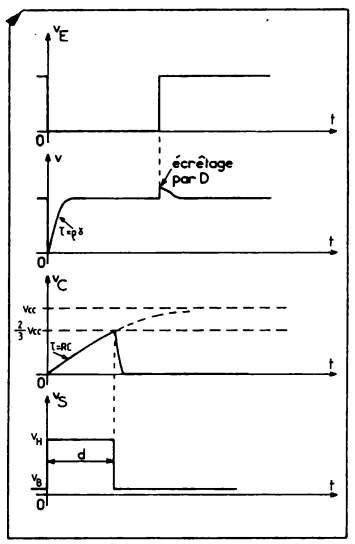


Figure IV-9 : Chrongrammes du monostable avec circuit de déclenchement.

d'entrée v_E, le condensateur transmet la discontinuité à l'entrée v du 555 car la tension aux bornes d'un condensateur ne peut pas être discontinue. La diode D est bloquée et le condensateur γ se charge alors vers la tension d'alimentation V_{CC} à travers la résistance ϱ. La tension v évolue donc exponentiellement avec la constante de temps $\tau' = \varrho\,\gamma$. On choisit ϱ et γ pour que l'impulsion obtenue puisse être considérée comme brève devant d. Par exemple, en conservant les valeurs précédentes pour R et C, on peut choisir :

$$\varrho = 10\ k\Omega \text{ et } \gamma = 15\ nF$$

La constante de temps du dérivateur vaut ainsi :

$$\tau' = 10^4 \times 15.10^{-9} = 15.10^{-5}\ s \text{ soit } 0{,}15\ ms.$$

Comme une exponentielle de constante de temps τ' atteint son asymptote à 1 % près au bout de $5\tau'$, c'est-à-dire ici au bout de 0,75 ms, on a bien dans tous les cas une impulsion de déclenchement de largeur inférieure à la durée de la temporisation. Lors du front montant de la tension d'entrée v_E, on obtiendrait une nouvelle discontinuité au-dessus de V_{CC} sur v si on omettait la diode D. Comme le circuit intégré ne supporte pas sur son entrée de tensions supérieures à l'alimentation, on écrête ce pic par la diode. On constante toutefois un résidu de cette impulsion à cause du seuil de conduction de D. La présence de la diode n'est pas nécessaire si les impulsions sont très fines, c'est-à-dire pour les faibles valeurs de γ.

Monostable redéclenchable

Un monostable ordinaire ne tient pas compte d'une impulsion d'entrée qui arriverait pendant la durée de temporisation, tandis qu'un monostable redéclenchable recommence dans ce cas une nouvelle temporisation. Un montage possible est représenté à la figure IV-10. L'entrée de mise à zéro est reliée au signal de déclenchement. Les chronogrammes sont dessinés à la figure IV-11. On constate que ce mon-

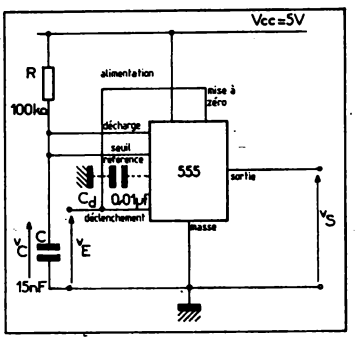


Figure IV-10 : Monsotable redéclenchable.

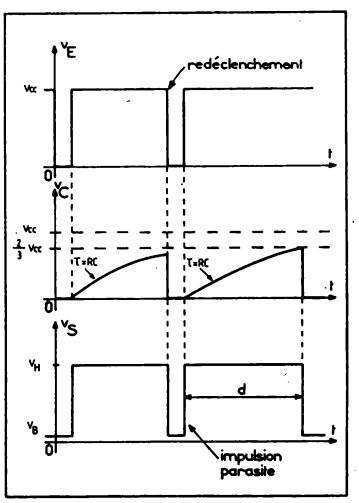


Figure IV-11 : Chronogrammes du monostable redéclenchable.

tage ne fonctionne correctement que si les impulsions de déclenchement sont suffisamment fines : la temporisation ne débute qu'au retour à zéro du signal d'entrée et la sortie est ramenée à zéro lors de l'arrivée de la deuxième impulsion. On peut améliorer le montage en attaquant l'entrée de mise à zéro par un dérivateur qui réduit la durée de l'impulsion parasite présente en sortie, ainsi qu'en utilisant un deuxième dérivateur comme circuit de déclenchement si nécessaire. D'autres schémas donnent un monostable redéclenchable pour lequel la sortie reste à l'état haut

quand arrive la deuxième impulsion : il suffit par exemple de décharger le condensateur par un transistor externe.

Astable

Un circuit astable est un montage qui passe spontanément d'un état quasi-stable à un autre état quasi-stable puis revient à l'état initial, de façon périodique. C'est un générateur de signaux rectangulaires.

Le schéma de la figure IV-12 représente l'astable élémentaire réalisé avec un 555. Le montage utilise en dehors du circuit intégré, deux résistances et un condensateur, auxquels s'ajoute éventuellement le condensateur C_d qui découple la référence (même rôle que pour le monostable).

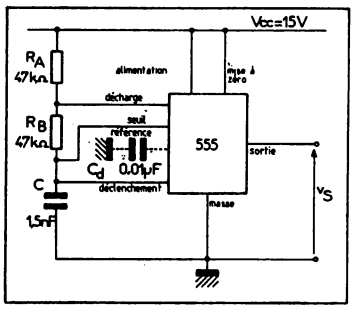


Figure IV-12 : Circuit astable.

Le schéma fonctionnel du 555 permet d'expliquer le fonctionnement de l'astable (figure IV-13). Le circuit intégré joue le rôle d'un détecteur à deux seuils, $\frac{1}{3}V_{CC}$ et $\frac{2}{3}V_{CC}$. Le

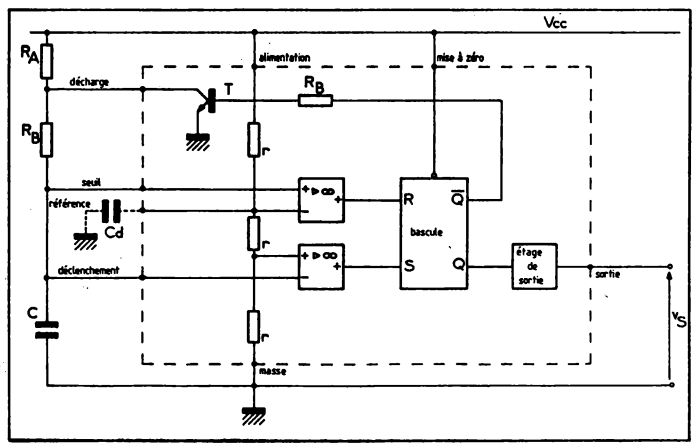


Figure IV-13 : Schéma développé de l'astable.

condensateur C est initialement déchargé, donc $v_c = 0$, ce qui implique que $v_s = V_H$ et que le transistor T est bloqué. C se charge à travers R_A et R_B. La tension v_c évolue exponentiellement vers V_{CC} avec la constante de temps

$$\tau = (R_A + R_B)\,C.$$

Lorsque la tension v_c aux bornes du condensateur atteint $\frac{2}{3}V_{CC}$, le comparateur (1) bascule et la sortie passe à l'état bas. T entre en conduction et décharge le condensateur C à travers la résistance R_B. La tension v_c décroît exponentiellement vers 0 avec une constante de temps

$$\tau' = R_B\,C.$$

Lorsque v_c atteint la valeur $\frac{1}{3}V_{CC}$, le comparateur (2) bascule et la sortie passe à l'état haut. Le transistor T se bloque et le condensateur C se charge de nouveau à travers R_A et R_B. Les chronogrammes du montage sont donnés à la figure IV-14. On y distingue une première phase différente

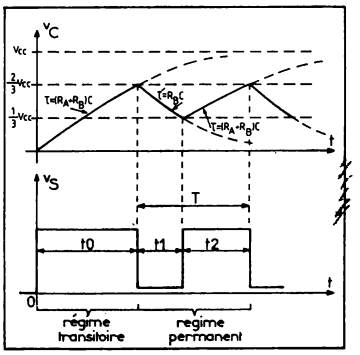


Figure IV-14 : Chronogrammes de l'astable.

des autres : c'est le régime transitoire de mise sous tension. La tension v_c évolue alors suivant la loi :

$$v_c = V_{CC}\,(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

La durée t_0 du régime transitoire est donnée par l'équation :

$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC}\,(1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}})$$

On obtient ainsi :

$$t_0 = C(R_A + R_B)\ln 3$$

A partir de $t = t_0$, on constate que le fonctionnement est périodique : c'est le régime permanent du générateur. Pendant la phase de descente, la loi d'évolution de la tension v_c est, en prenant une nouvelle origine des temps au début de la phase considérée :

$$v_c = \frac{2}{3}V_{CC}\,e^{-\frac{t'}{\tau}}$$

La durée t_2 de l'état bas est donnée par l'équation :

$$\frac{1}{3}V_{CC} = \frac{2}{3}V_{CC}\,e^{-\frac{t_2}{\tau}}$$

Ce qui donne :

$$t_2 = R_B\,C\ln 2$$

Pendant la montée, avec une origine des temps au début de la phase, on a :

$$v_c = V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}\,e^{-\frac{t''}{\tau}}$$

L'état haut en sortie se termine quand la tension v_c atteint le niveau $\frac{2}{3}V_{CC}$:

$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}\,e^{-\frac{t_1}{\tau}}$$

La durée t_1 de cet état haut est donc :

$$t_1 = (R_A + R_B)\,C\ln 2$$

On remarque que la durée du premier état haut (régime transitoire) est plus longue que pour les suivants. Cela est vrai à la mise sous tension mais aussi lors de l'utilisation de l'entrée de mise à zéro pour inhiber le générateur.

Pour le régime permanent, on définit la fréquence f et le rapport cyclique α :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Avec les expressions précédentes pour t_1 et t_2, on obtient :

$$f = \frac{1}{(R_A + 2R_B)\, C \ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}$$

Remarque. Certaines notices utilisent une définition différente pour le rapport cyclique. Il ne faut donc pas s'étonner d'avoir d'autres formules.

Avec les valeurs numériques du schéma, on calcule :

$$f = \frac{1}{3 \times 47.10^3 \times 1{,}5.10^{-9} \ln 2} = 6\,820 \text{ Hz soit } 6{,}82 \text{ kHz}$$

$$\alpha = \frac{2}{3} = 0{,}667.$$

On atteint avec ce montage des fréquences de 200 kHz, mais le rapport cyclique est toujours strictement supérieur à 0,5. On peut toutefois obtenir environ 0,5 en choisissant R_A très petite devant R_B, en respectant évidemment le courant maximal autorisé pour le transistor de décharge (I_{max} = 200 mA) :

$$R_A \geqslant \frac{V_{CC}}{I_{max}}$$

Astable à rapport cyclique 50 %

On peut obtenir un rapport cyclique égal à 0,5 avec le montage de la figure IV-15. Le branchement des deux résistances le différencie du montage précédent. Le fonctionnement est similaire. Quand le transistor de décharge est bloqué, le condensateur C se charge à travers la résistance R_1. Lorsque le transistor T est saturé, le circuit de décharge du condensateur est représenté à la figure IV-16 avec son équivalent obtenu par application du théorème de Thévenin. La constante de temps pour la charge est :

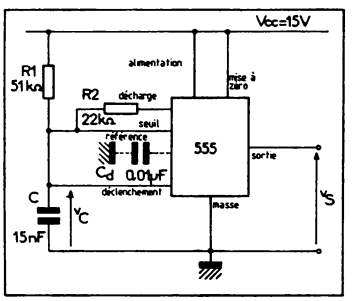


Figure IV-15 : Astable à rapport cyclique 50 %.

$$\tau_1 = R_1 C.$$

La constante de temps pour la décharge est par contre :

$$\tau_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C.$$

Les chronogrammes du montage sont tracés à la figure IV-17. On constate que le fonctionnement n'est possible que si l'asymptote de la décharge est située en dessous du

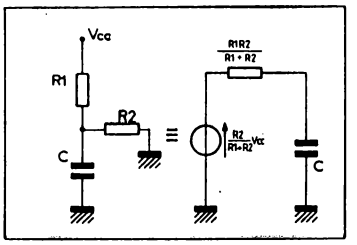


Figure IV-16 : Circuit de décharge du condensateur avant et après transformation par le théorème de Thévenin.

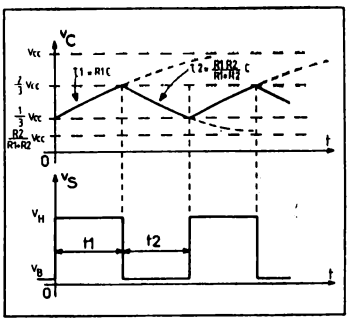


Figure IV-17 : Chronogrammes de l'astable à rapport cyclique de 50 % (régime permanent)

seuil $\frac{1}{3} V_{CC}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} < \frac{1}{3} V_{CC}$$

Soit, après simplification :

$$R_2 < \frac{R_1}{2}$$

Les durées t_1 de l'état haut et t_2 de l'état bas sont calculées par la même méthode que précédemment et on obtient :

$$t_1 = R_1 C \ln 2$$

et

$$t_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \ln \frac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}$$

Un rapport cyclique de 50 % correspond à l'égalité des durées t_1 et t_2, ce qui conduit à l'équation :

$$R_1 C \ln 2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \ln \frac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}$$

Soit :

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \ln 2 = \ln \frac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}$$

Cette équation n'a pas de solution algébrique, mais on peut utiliser une méthode graphique. On fixe R_1 = 51 kΩ (dans la série E24) et on trace les variations des deux membres de l'équation en fonction de R_2 (figure IV-18). L'intersection des deux courbes fournit la solution :

$$R_2 = 22 \text{ k}\Omega.$$

Avec la valeur choisie pour C sur le schéma, on obtient une fréquence f qui vaut :

$$f = \frac{1}{2 \times 51.10^3 \times 15.10^{-9} \ln 2}$$

Soit :

$$f = 943 \text{ Hz.}$$

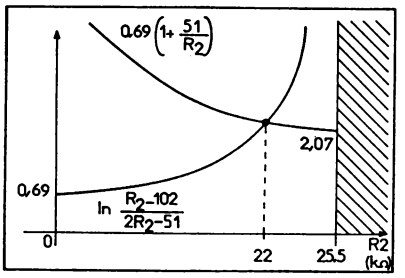


Figure IV-18 : Recherche graphique de la valeur de R_2 qui permet d'obtenir un rapport cyclique de 50 %.

Astable à rapport cyclique quelconque

Le schéma est donné à la figure IV-19. Lors des phases de charge du condensateur, la diode D est passante et la constante de temps est :

$$\tau_1 = R_A C$$

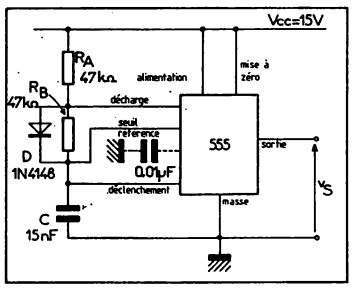


Figure IV-19 : Astable permettant d'obtenir un rapport cyclique quelconque.

Lors des phases de décharge du condensateur (à travers le transistor interne), la diode D est bloquée et la constante de temps est :

$$\tau_2 = R_B C$$

Par un calcul analogue à celui qui a été mené pour le montage de base, on en déduit la fréquence f et le rapport cyclique α de la tension de sortie :

$$f = \frac{1}{(R_A + R_B) C \ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

On constate que l'on peut obtenir un rapport cyclique quelconque. En particulier, il suffit de choisir $R_A = R_B$ pour réaliser un signal de rapport cyclique 50 %. C'est ce qui a été choisi sur le schéma, les valeurs numériques correspondant à une fréquence qui vaut :

$$f = \frac{1}{2 \times 47.10^3 \times 15.10^{-9} \ln 2}$$

$$f = 1\,020 \text{ Hz.}$$

Générateur de salves

Un générateur de salves (tone burst generator en anglais) fournit des trains d'impulsions. Le montage de la figure IV-20 permet de réaliser cette fonction. Il utilise un double temporisateur 556 associé à deux condensateurs et trois résistances (ainsi que deux condensateurs dont l'emploi est facultatif). Le premier temporisateur est monté en monostable : il fixe la durée d du train d'impulsions après déclenchement sur l'entre v_E. Le second temporisateur est branché en astable : il détermine la fréquence f des impulsions. La fréquence du signal d'entrée impose la fréquence de répétition des salves. Les chronogrammes du montage apparaissent à la figure IV-21.

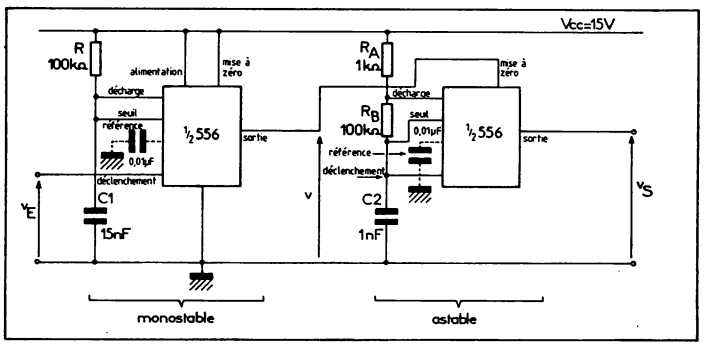


Figure IV-20 : Générateur de salves.

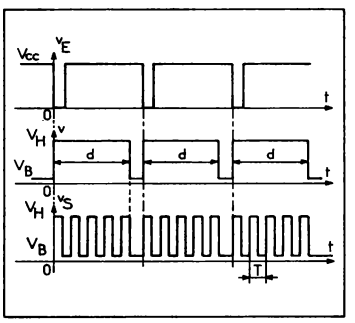


Figure IV-21 : Chronogrammes du générateur de salves. Pour la clarté du tracé, l'échelle des temps ne correspond pas aux valeurs numériques du schéma.

Avec les valeurs numériques du schéma, on obtient une durée de salve égale à :

$$d = 100.10^3 \times 15.10^{-9} \ln 3 = 1{,}65.10^{-3} \text{ s soit } 1{,}65 \text{ ms}$$

et une fréquence des impulsions qui vaut :

$$f = \frac{1}{(1+2\times 100)10^3 \times 10^{-9} \ln 2} = 7\,180 \text{ Hz}$$

soit 7,18 kHz.

Cela correspond à une période :

$$T = \frac{1}{7{,}18} = 0{,}139 \text{ ms.}$$

En choisissant R_A beaucoup plus petite que R_B, on obtient un rapport cyclique voisin de 50 %.

Générateur de rampes

Dans le schéma de base du monostable, la charge du condensateur est exponentielle. Pour obtenir une rampe linéaire, il faut procéder à une charge à courant constant. Pour cela, on remplace la résistance R par un générateur de courant réalisé avec un transistor PNP (figure IV-22). Les chronogrammes sont ceux de la figure IV-23. Il faut remarquer que la rampe est disponible aux bornes du condensa-

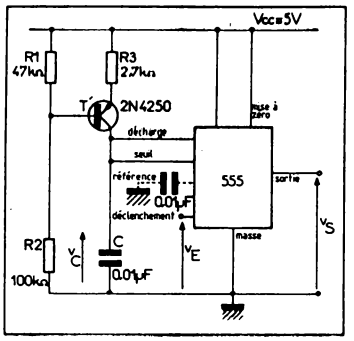


Figure IV-22 : Générateur de rampes.

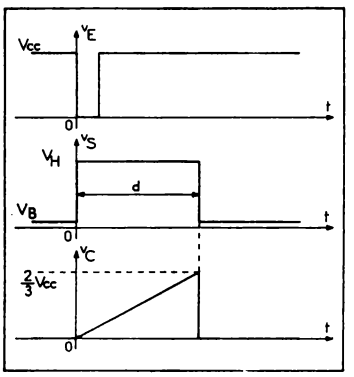


Figure IV-23 : Chronogrammes du générateur de rampes.

teur C : on ne peut donc brancher directement une charge qui consomme un courant non négligeable. On utilisera donc un amplificateur opérationnel monté en suiveur, ce qui évitera toute perturbation créée par la charge. On pourra également combiner cette fonction avec une éventuelle amplification ou un changement de niveau. Le courant I fourni par le transistor est calculé à l'aide du schéma de la figure IV-24. En négligeant le courant de base du transistor

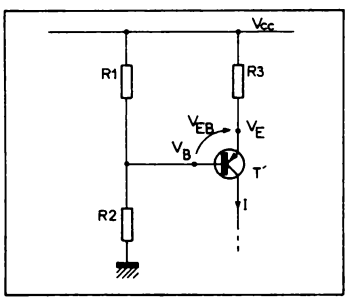


Figure IV-24 : Générateur de courant à transistor.

par rapport au courant dans le pont R_1, R_2, on obtient pour le potentiel de base :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Ce qui conduit à un potentiel d'émetteur :

$$V_E = V_B + V_{EB} \quad (V_{EB} = 0{,}6\ V)$$

Le courant I est sensiblement égal à celui qui passe dans la résistance R_3 :

$$I = \frac{V_{CC} - V_E}{R_3}$$

Soit :

$$I = \frac{V_{CC} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{EB}}{R_3}$$

La loi de variation de la tension aux bornes du condensateur C est alors :

$$v_C = \frac{I}{C} t = \frac{V_{CC} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{EB}}{R_3 C} t$$

Cette tension atteint le niveau $\frac{2}{3} V_{CC}$ au bout de la durée d :

$$\frac{2}{3} V_{CC} = \frac{R_1 V_{CC} - (R_1 + R_2) V_{EB}}{R_3 C (R_1 + R_2)} d$$

Ce qui donne :

$$d = \frac{2}{3} \frac{V_{CC} R_3 C (R_1 + R_2)}{R_1 V_{CC} - (R_1 + R_2) V_{EB}}$$

Numériquement, on a :

$$d = \frac{2}{3} \frac{5 \times 2{,}7.10^3 \times 10^{-8} \times (47 + 100).10^3}{47.10^3 \times 5 - (47 + 100).10^3 \times 0{,}6}$$

$$d = 9{,}01.10^{-5}\ s \text{ soit } 90{,}1\ \mu s.$$

Il est possible d'améliorer le générateur de courant en utilisant une diode Zener, comme le montre la figure IV-25. Pour ce montage, on a :

$$I = \frac{V_z - V_{EB}}{R_3}$$

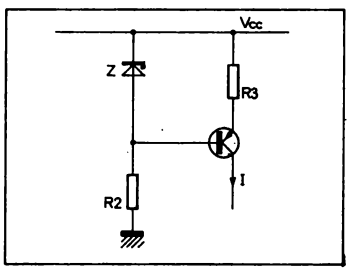


Figure IV-25 : Générateur de courant amélioré.

Chapitre V

Filtre universel

Présentation

Fonction réalisée

Le filtre universel est une structure qui permet d'obtenir un comportement passe-bas, passe-haut et passe-bande du deuxième ordre pour un même montage à trois sorties. Un exemple de réalisation utilisant trois amplificateurs opérationnels est donné à la figure V-1. A_1 forme un additionneur-

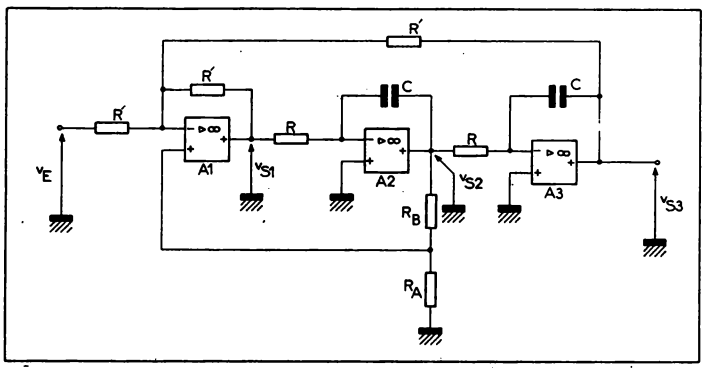


Figure V-1 : Filtre universel réalisé avec trois amplificateurs opérationnels.

soustracteur, A_2 et A_3 sont des intégrateurs inverseurs. En régime sinusoïdal, on peut écrire, avec les grandeurs complexes :

$$V_{S1} = 3\frac{R_A}{R_A+R_B}V_{S2} - V_E - V_{S3}$$

$$V_{S2} = -\frac{1}{j\,R\,C\,\omega}V_{S1}$$

$$V_{S3} = -\frac{1}{j\,R\,C\,\omega}V_{S2}$$

On en déduit les transmittances relatives à chacune des trois sorties du filtre :

$$T_1 = \frac{V_{S1}}{V_E} = -\frac{(j\,R\,C\,\omega)^2}{1+3\frac{R_A}{R_A+R_B}\,jRC\omega+(jRC\omega)^2}$$

$$T_2 = \frac{V_{S2}}{V_E} = \frac{jRC\omega}{1+3\frac{R_A}{R_A+R_B}\,jRC\omega+(jRC\omega)^2}$$

$$T_3 = \frac{V_{S3}}{V_E} = -\frac{1}{1+3\frac{R_A}{R_A+R_B}\,jRC\omega+(jRC\omega)^2}$$

En mettant ces trois transmittances sous forme canonique, on constate que la sortie 1 est passe-haut, la sortie 2 passe-bande et la sortie 3 passe-bas :

$$T_1 = T_{01}\frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0}+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = T_{02}\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0}+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = T_{03}\frac{1}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0}+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La pulsation propre de ces filtres du deuxième ordre est :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Le coefficient d'amortissement réduit est :

$$m = \frac{3}{2}\frac{R_A}{R_A+R_B}$$

Les transmittances dans la bande passante sont respectivement :

$$T_{01} = -1 \qquad T_{02} = \frac{1}{2m} \qquad T_{03} = -1$$

On peut aussi définir le facteur de qualité du circuit :

$$Q = \frac{1}{2m} = \frac{1}{3}\frac{R_A+R_B}{R_A}$$

A l'aide d'intégrateurs et d'additionneurs-soustracteurs, on peut facilement obtenir tous les types de fonctions de transfert. Cette structure de filtres est à la base de nombreuses réalisations en circuits intégrés.

Il est intéressant de pouvoir commander la fréquence de coupure d'un filtre par une tension externe. On peut pour cela utiliser les méthodes classiques de commande : transistor à effet de champ en résistance variable, multiplicateur ou amplificateur de transconductance, mais les circuits deviennent vite complexes. Une autre méthode possible est de faire appel à un circuit intégré utilisant la commutation de condensateurs. Dans ce cas, on simule une résistance à l'aide d'un condensateur et d'un commutateur. La valeur de cette résistance peut être commandée par une fréquence externe. Le fonctionnement d'un circuit à condensateurs commutés fait appel à des signaux échantillonnés. La théorie correspondante utilise des notions mathématiques élaborées (transformation en z). On peut cependant donner une approche qualitative des phénomènes. Le schéma de base est celui de la figure V-2. On suppose que la tension

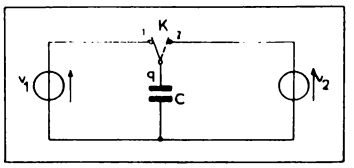


Figure V-2 : Principe du condensateur commuté.

v_1 est supérieure à la tension v_2. Lorsque le commutateur K est en position 1, le condensateur porte une charge $q_1 = CV_1$ tandis que si le K est en position 2, la charge de C est $q_2 = CV_2$. A chaque basculement du commutateur de 1 vers 2, le système transmet la charge :

$$\Delta q = q_1 - q_2 = C (v_1 - v_2)$$

Si le basculement est périodique de période T_H, le transfert de charge correspond à un courant dont l'intensité moyenne est :

$$i = \frac{\Delta q}{T_H} = \frac{C (v_1 - v_2)}{T_H}$$

Soit :

$$i = C (v_1 - v_2) f_H$$

où f_H est la fréquence des commutations.
Le circuit est équivalent à une résistance (figure V-3) dont la valeur est :

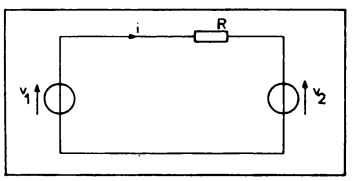


Figure V-3 : Résistance équivalente au condensateur commuté.

$$R = \frac{1}{C f_H}$$

La résistance est donc inversement proportionnelle à la fréquence de l'horloge qui commande les commutations.
On peut ainsi réaliser un intégrateur, comme le montre la figure V-4. Le constante de temps de ce circuit est :

$$\tau = \frac{C'}{C f_H}$$

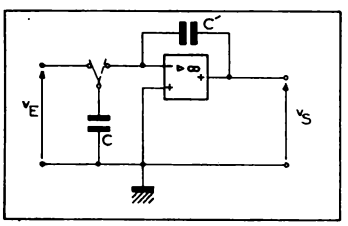


Figure V-4 : Intégrateur inverseur à condensateur commuté.

On remarque que le résultat dépend du rapport de deux capacités. Il est facile de fixer très précisément ce quotient lors de la fabrication du circuit intégré. La constante de temps est également inversement proportionnelle à la fréquence de l'horloge.
On peut aussi réaliser un intégrateur sans inversion, comme le montre la figure V-5. C'est cette solution qui est retenue dans le circuit intégré étudié par la suite. La constante de temps n'est pas modifiée.

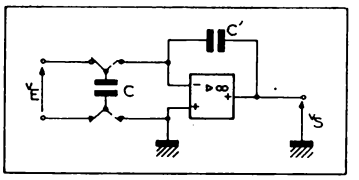


Figure V-5 : Intégrateur non inverseur.

Exemple de circuit intégré

On a choisi le circuit MF10 fabriqué par National Semiconductor. C'est un circuit intégré en technologie CMOS qui est composé de deux filtres universels à condensateurs commutés. Il se présente dans un boîtier plastique dual in line dont le brochage est indiqué à la figure V-6. Sa structure interne correspond au schéma fonctionnel de la figure V-7. Sur cette représentation, il apparaît trois modules de base : l'amplificateur opérationnel, l'additionneur-soustracteur et l'intégrateur. Ces deux dernières fonctions sont définies à la figure V-8, avec les grandeurs complexes en régime sinusoïdal. Les deux filtres sont nommés A et B.

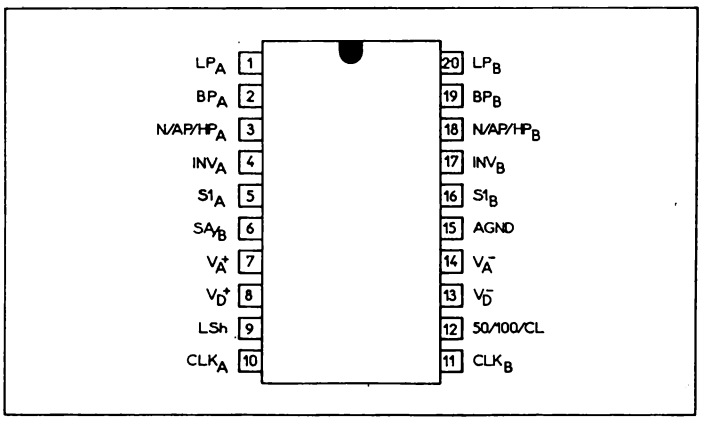


Figure V-6 : Brochage du circuit intégré MF 10 (vue de dessus).

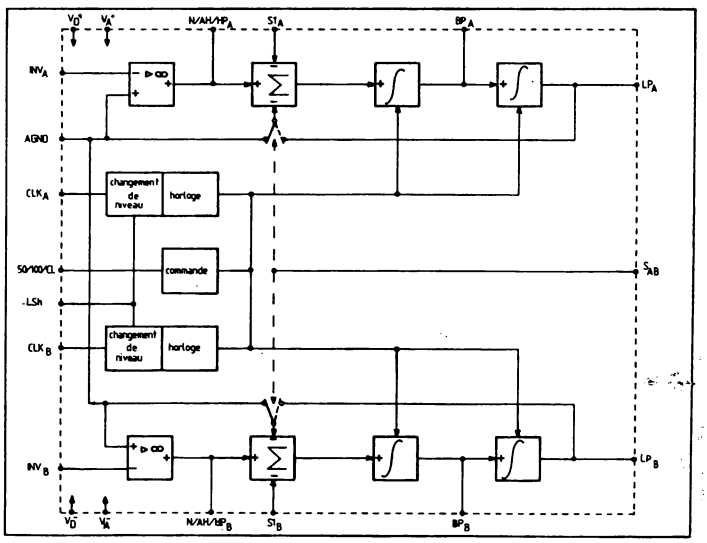


Figure V-7 : Schéma fonctionnel du circuit intégré MF 10.

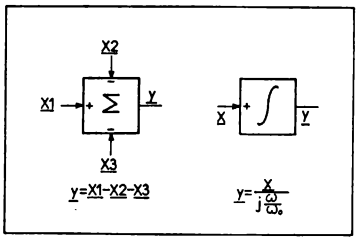


Figure V-8 : Additionneur-soustracteur et intégrateur.

Les broches LP_A et LP_B sont les sorties passe-bas (low-pass), BP_A et BP_B sont les sorties passe-bande (bandpass). Les bornes $N/AP/HP_A$ et $N/AP/HP_B$ correspondent aux sorties coupe-bande (notch), passe-tout (allpass) et passe-haut (highpass). Les courants de sortie peuvent atteindre 1,5 mA lorsqu'ils entrent dans le circuit et 3 mA quand ils sortent du composant. Les limites possibles pour les tensions obtenues sur ces sorties sont à moins de 1 V de chaque alimentation. Les broches INV_A et INV_B sont les entrées inverseuses des amplificateurs opérationnels de chaque filtre. L'entrée non inverseuse de ces amplificateurs est reliée de façon interne à la masse analogique AGND. Comme ces circuits sont destinés à fonctionner en régime linéaire grâce à une contre-réaction externe, l'entrée − est une masse virtuelle. On peut ainsi réaliser un additionneur inverseur en connectant plusieurs résistances à ce point. $S1_A$ et $S1_B$ sont des entrées utilisées dans les configurations filtres passe-tout. Lorsque cette entrée n'est pas utilisée, il faut la relier à la masse analogique. La broche $S_{A/B}$ commande un commutateur qui permet de connecter l'une des entrées de l'additionneur-soustracteur de chaque filtre soit à la masse analogique ($S_{A/B}$ reliée à V^-), soit à la sortie passe-bas ($S_{A/B}$ reliée à V^+), selon la configuration désirée. V_A^+ est l'alimentation positive analogique et V_D^+ est l'alimentation positive numérique. Ces deux broches sont reliées de façon interne par le substrat du circuit intégré et doivent donc être connectées à la même source de tension continue. Les deux points sont sortis séparément pour permettre un découplage par des condensateurs distincts si nécessaire, mais ils peuvent aussi être reliés de façon externe et découplés par un seul condensateur. V_A^- et V_D^- sont les alimentations négatives analogique et numérique. Les commentaires faits pour V_A^+ et V_D^+ s'appliquent également à ces bornes. LSh est la broche qui détermine les niveaux nécessaires pour le signal d'horloge (level shift : changement de niveau). On peut ainsi utiliser le circuit avec différents niveaux d'horloge en alimentation double ou simple. Avec des sources de tension symétriques ± 5 V, il est possible d'appliquer des niveaux d'horloge CMOS ± 5 V en reliant LSh à la masse, mais aussi d'employer des niveaux TTL 0, 5 V, LSh étant aussi relié à la masse. Pour une alimentation simple 0, 10 V, on connecte les bornes V_A^- et V_D^- à la masse, la broche AGND étant portée au potentiel 5 V. LSh doit être relié à la masse pour des niveaux d'horloge TTL et à 5 V pour des niveaux CMOS. CLK_A et CLK_B sont les entrées d'horloge. Elles peuvent être attaquées soit par des niveaux TTL, soit par des niveaux CMOS, si l'on a pris soin de connecter correctement la broche LSh. Le rapport cyclique du signal d'horloge doit être 50 %. L'entrée 50/100/CL permet de choisir le rapport entre la fréquence d'horloge et la fréquence propre du filtre : 50 si la broche est reliée au 5 V, 100 si elle est reliée à la masse (avec une alimentation double ± 5 V). AGND est la borne de masse analogique. Elle doit être connectée à la masse du montage pour les applications en alimentation double et elle doit être polarisée au milieu de la tension d'alimentation si on utilise une alimentation unique.

Le tableau V-1 précise les limites absolues du MF10 et le tableau V-2 donne les principales caractéristiques électriques.

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation ($V^+ - V^-$)	14	V
Tension appliquée sur chaque borne	$V^+ + 0,3$ $V^- - 0,3$	V V
Courant d'entrée pour chaque borne	5	mA
Courant total pour toutes les entrées d'un boîtier	20	mA
Dissipation de puissance	500	mW

Tableau V-1 : Limites absolues pour le circuit intégré MF 10.

Paramètre		Valeur typique	Valeur limite	Unité
Tension d'alimentation minimale ($V^+ - V^-$)			8	V
Fréquence d'horloge	minimum	5,0	10	Hz
	maximum	1,5	1,0	MHz
Excursion maximale de la tension de sortie		± 4,25	± 3,8	V
Courant maximal de sortie en court-circuit	entrant	3,0	3,0	mA
	sortant	20	20	mA
Tension d'entrée de l'horloge CMOS				
minimum pour un état logique 1			3,0	V
maximum pour un état logique 0			− 3,0	V
Tension d'entrée de l'horloge TTL				
minimum pour un état logique 1			2,0	V
maximum pour un état logique 0			0,8	V

Tableau V-2 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré MF 10 (température 25° C, alimentation $V^+ = 5,00$ V ; $V^- = -5,00$ V).

Applications

Filtre du deuxième ordre à sorties coupe-bande, passe-bande et passe-bas

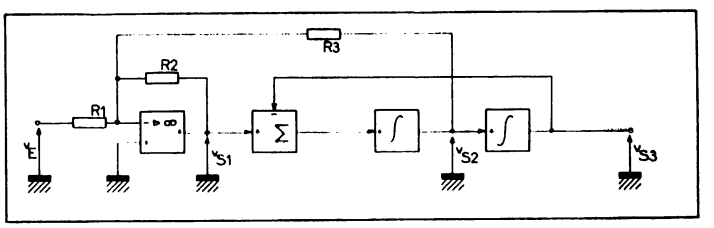


Figure V-9 : Filtre du 2° ordre à sorties coupe-bande, passe-bande et passe-bas.

Le schéma est donné à la figure V-9. L'amplificateur opérationnel réalise une somme pondérée. En effet, l'entrée – étant une masse virtuelle, l'application de la loi des nœuds en ce point donne :

$$\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_{s1}}{R_2} + \frac{V_{s2}}{R_3} = 0$$

Ce qui conduit à :

$$V_{s1} = -\frac{R_2}{R_1} V_e - \frac{R_2}{R_3} V_{s2} \qquad (1)$$

L'additionneur-soustracteur effectue la différence $V_{s1} - V_{s3}$, ce qui donne, en sortie du premier intégrateur :

$$V_{s2} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} (V_{s1} - V_{s3}) \qquad (2)$$

Pour le deuxième intégrateur, la relation s'écrit :

$$V_{s3} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} V_{s2} \qquad (3)$$

Les équations (1), (2) et (3) conduisent aux expressions des transmittances relatives aux trois sorties du filtre :

$$T_1 = \frac{V_{s1}}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = \frac{V_{s2}}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = \frac{V_{s3}}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

En comparant ces trois fonctions aux formes canoniques, on constate que les sorties sont respectivement coupe-bande, passe-bande et passe-bas :

$$T_1 = T_{01} \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = T_{02} \frac{2jm\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = T_{03} \frac{1}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La fréquence propre f_0 est fixée par les intégrateurs. Elle dépend de la fréquence f_H de l'horloge :

$f_0 = \frac{f_H}{50}$ si 50/100/CL est au 5 V

$f_0 = \frac{f_H}{100}$ si 50/100/CL est à la masse

Le coefficient d'amortissement réduit est :

$$m = \frac{1}{2}\frac{R_2}{R_3}$$

Le facteur de qualité est alors :

$$Q = \frac{1}{2m} = \frac{R_3}{R_2}$$

On peut ainsi déterminer la bande passante B de la sortie passe-bande car :

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

Les transmittances dans la bande passante sont :
– pour la sortie coupe-bande ($f \to 0$ et $f \to +\infty$)

$$T_{01} = -\frac{R_2}{R_1}$$

– pour la sortie passe-bande ($f = f_0$)

$$T_{02} = -\frac{R_3}{R_1}$$

– pour la sortie passe-bas ($f \to 0$)

$$T_{03} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Filtre du deuxième ordre à sorties passe-bande et passe-bas

Le schéma est celui de la figure V-10. L'amplificateur opérationnel est utilisé en montage inverseur :

$$V_{s1} = -\frac{R_2}{R_3} V_{s2} \qquad (4)$$

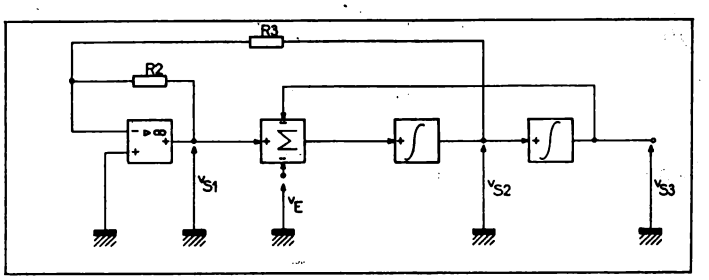


Figure V-10 : Filtre du 2e ordre à sorties passe-bande et passe-bas.

L'additionneur-soustracteur effectue une double différence $V_{s1} - V_e - V_{s3}$. La sortie du premier intégrateur est alors :

$$V_{s2} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} (V_{s1} - V_e - V_{s3}) \qquad (5)$$

Le deuxième intégrateur donne :

$$V_{s3} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} V_{s2} \qquad (6)$$

Les relations (4), (5) et (6) permettent d'obtenir les trois transmittances du circuit :

$$T_1 = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{R_2}{R_3}}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = -\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

Par identification aux formes canoniques citées à propos du montage précédent, on constate que les sorties 1 et 2 sont du type passe-bande tandis que la sortie 3 est du type passe-bas. La fréquence propre f_0 et la coefficient d'amortissement réduit m ont les mêmes expressions que précédemment. Les transmittances dans la bande passante sont respectivement :

$$T_{01} = 1 \qquad T_{02} = -\frac{R_3}{R_2} \qquad T_{03} = -1$$

On remarque que la sortie passe-bande 1 se fait sans inversion de signe, ce qui ne pouvait pas être obtenu avec le schéma précédent.

Filtre du deuxième ordre à sorties passe-haut, passe-bande et passe-bas

Le schéma est donné à la figure V-11. L'amplificateur opérationnel effectue une somme pondérée :

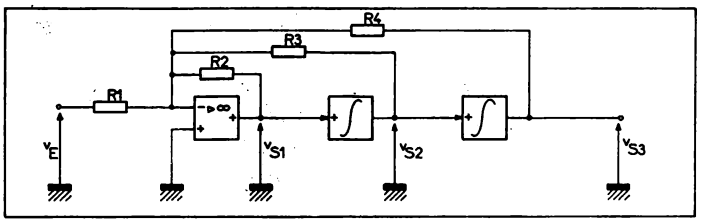


Figure V-11 : Filtre du 2e ordre à sorties passe-haut, passe-bande et passe-bas.

$$V_{s1} = -\frac{R_2}{R_1} V_e - \frac{R_2}{R_3} V_{s2} - \frac{R_2}{R_4} V_{s3} \qquad (7)$$

Les deux intégrateurs donnent directement :

$$V_{s2} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} V_{s1} \qquad (8)$$

$$V_{s3} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} V_{s2} \qquad (9)$$

Les relations (7), (8) et (9) conduisent aux trois transmittances du filtre :

$$T_1 = - \frac{\frac{R_4}{R_1}(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{R_4}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + \frac{R_4}{R_2}(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = - \frac{\frac{R_4}{R_1}(j\frac{\omega}{\omega_0})}{1 + \frac{R_4}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + \frac{R_4}{R_2}(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = - \frac{\frac{R_4}{R_1}}{1 + \frac{R_4}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + \frac{R_4}{R_2}(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La première fonction s'identifie à la forme canonique de la transmittance d'un filtre passe-haut du deuxième ordre :

$$T_1 = T_{01} \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0'} + (j\frac{\omega}{\omega_0'})^2}$$

Les fonctions T_2 et T_3 s'identifient à des formes canoniques déjà citées : respectivement celle d'un filtre passe-bande et celle d'un filtre passe-bas. La fréquence propre f_0' du circuit n'est pas égale à la fréquence f_0 des intégrateurs, mais vaut :

$$f_0' = f_0 \frac{R_2}{R_4}$$

Le rapport entre la fréquence propre f_0' et la fréquence d'horloge f_H peut être fixé par le choix des résistances R_2 et R_4 :

$$f_0' = \frac{f_H}{100} \frac{R_2}{R_4} \text{ si 50/100/CL est à la masse}$$

$$f_0' = \frac{f_H}{50} \frac{R_2}{R_4} \text{ si 50/100/CL est au 5 V}$$

Le coefficient d'amortissement réduit s'exprime par :

$$m = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3}$$

Le facteur de qualité correspondant est :

$$Q = \frac{1}{2m} = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}}$$

Les transmittances dans la bande passante sont :

$$T_{01} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad T_{02} = -\frac{R_3}{R_1} \qquad T_{03} = -\frac{R_4}{R_1}$$

Cette structure est celle d'un filtre universel à variables d'état. C'est le meilleur montage pour un usage général.

Filtre du deuxième ordre à sorties passe-tout, passe-bande et passe-bas

Le schéma est celui de la figure V-12. Les équations de départ sont :

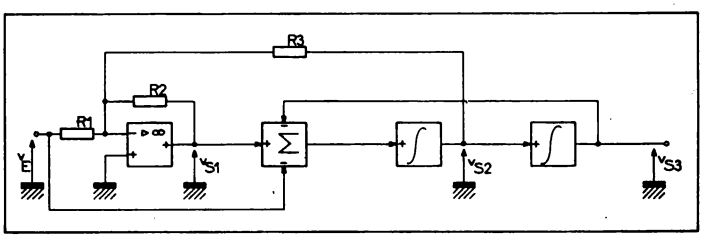


Figure V-12 : Filtre du 2e ordre à sorties passe-tout, passe-bande et passe-bas.

$$V_{s1} = -\frac{R_1}{R_1} V_e - \frac{R_2}{R_3} V_{s3}$$

$$V_{s2} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} (V_{s1} - V_e - V_{s3})$$

$$V_{s3} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}} V_{s2}$$

Cela conduit aux trois transmittances :

$$T_1 = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1-\frac{R_1}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0})+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1+\frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0})+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_2 = -\frac{\frac{R_1+R_2}{R_3}j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+\frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0})+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$T_3 = -\frac{\frac{R_1+R_2}{R_1}}{1+\frac{R_2}{R_3}(j\frac{\omega}{\omega_0})+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La première fonction s'identifie à la forme canonique d'un filtre passe-tout du deuxième ordre (circuit qui déphase, mais qui n'atténue pas) :

$$T_1 = T_{01}\,\frac{1-2jm\frac{\omega}{\omega_0}+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0}+(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

Pour cela, il faut assurer la condition $R_1 = R_2$. La fréquence propre du circuit est f_0. La coefficient d'amortissement réduit est :

$$m = \frac{R_2}{2R_3}$$

Les fonctions T_2 et T_3 sont respectivement du type passe-bande et passe-bas. Les transmittances dans la bande passante sont :

$$T_{01} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$$

$$T_{02} = -\frac{R_3}{R_2}\,\frac{R_1+R_2}{R_1R_2} = -2\,\frac{R_3}{R_2}$$

$$T_{03} = -\frac{R_1+R_2}{R_1} = -2$$

Filtre du premier ordre à sorties passe-haut et passe-bas

Le schéma est celui de la figure V-13. On peut écrire deux équations :

$$V_{s1} = -\frac{R_2}{R_1}V_e - \frac{R_2}{R_3}V_{s2}$$

$$V_{s2} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}}V_{s1}$$

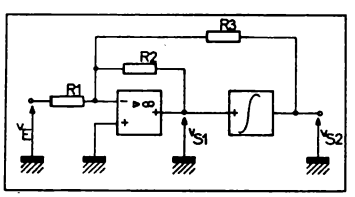


Figure V-13 : Filtre du 1er ordre passe-haut et passe-bas.

On en déduit alors les transmittances relatives aux deux sorties :

$$T_1 = -\frac{\frac{R_3}{R_1}j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{R_3}{R_2}}$$

$$T_2 = -\frac{\frac{R_3}{R_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{R_3}{R_2}}$$

La fréquence propre f_0' du filtre est liée à la fréquence f_0 de l'intégrateur par :

$$f_0' = \frac{R_2}{R_3}f_0$$

Le rapport entre la fréquence propre f_0' (qui est aussi la fréquence de coupure à 3 dB pour les circuits du premier ordre) et la fréquence d'horloge f_H peut être fixée par les résistances R_2 et R_3 :

$$f_0' = \frac{f_H}{100}\,\frac{R_2}{R_3}$$ si 50/100/CL est à la masse

$$f_0' = \frac{f_H}{50}\,\frac{R_2}{R_3}$$ si 50/100/CL est au 5 V.

Les deux fonctions T_1 et T_2 s'identifient aux formes canoniques des transmittances du premier ordre du type passe-haut et passe-bas :

$$T_1 = T_{01}\,\frac{j\frac{\omega}{\omega_0'}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0'}}$$

$$T_2 = T_{02}\,\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0'}}$$

Les transmittances dans la bande passante sont :

$$T_{01} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$T_{02} = -\frac{R_3}{R_1}$$

Filtre du premier ordre à deux sorties passe-bas

Le schéma est donné à la figure V-14. On établit les deux équations du montage :

$$V_{s1} = -\frac{R_2}{R_3}V_{s2}$$

$$V_{s2} = j\frac{1}{\frac{\omega}{\omega_0}}(V_{s1}-V_e)$$

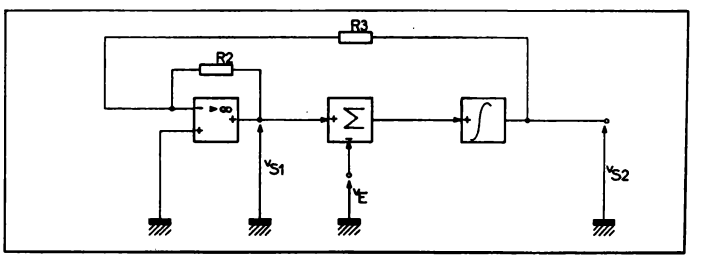


Figure V-14 : Filtre du 1er ordre à deux sorties passe-bas.

On en déduit les deux transmittances :

$$T_1 = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{R_3}{R_2}}$$

$$T_2 = -\frac{\frac{R_3}{R_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{R_3}{R_2}}$$

Ces deux fonctions sont identifiables à la forme canonique de la transmittance du premier ordre de type passe-bas. La fréquence propre, qui est également la fréquence de coupure, est :

$$f_0' = \frac{R_2}{R_3} f_0$$

Les transmittances dans la bande passante sont :

$$T_{01} = 1 \text{ et } T_{02} = -\frac{R_3}{R_2}$$

Oscillateur sinusoïdal à quadrature

Le montage de la figure V-15 est un oscillateur qui permet d'obtenir deux signaux sinusoïdaux en quadrature (c'est-à-dire déphasés de $\frac{\pi}{2}$). Pour le montrer, écrivons les équations du circuit en employant les valeurs instantanées des tensions (l'usage des grandeurs complexes supposerait a priori que les signaux sont sinusoïdaux) :

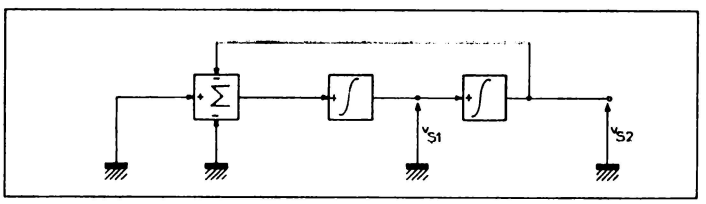


Figure V-15 : Oscillateur sinusoïdal à quadrature.

$$-v_{S2} = \frac{1}{\omega_0}\frac{dv_{S1}}{dt} \quad \textbf{(10)}$$

$$v_{S1} = \frac{1}{\omega_0}\frac{dv_{S2}}{dt} \quad \textbf{(11)}$$

L'élimination de v_{S2} entre les deux relations donne une équation différentielle pour v_{S1} :

$$\frac{d^2 v_{S1}}{dt^2} + \omega_0^2 v_{S1} = 0$$

La solution de cette équation est une fonction sinusoïdale de pulsation ω_0. On peut choisir l'origine des temps pour que cette fonction soit un cosinus :

$$v_{S1} = V_M \cos \omega_0 t$$

La relation (10) permet alors d'obtenir v_{S2} :

$$v_{S2} = -\frac{1}{\omega_0}\frac{d}{dt}(V_M \cos \omega_0 t)$$

Soit :

$$v_{S2} = V_M \sin \omega_0 t$$

On a donc bien obtenu deux tensions en quadrature telles que celles qui sont représentées à la figure V-16.
La fréquence d'oscillation est commandée par la fréquenc d'horloge :

$$f = \frac{f_H}{100} \text{ si 50/100/CL est à la masse}$$

$$f = \frac{f_H}{50} \text{ si 50/100/CL est au 5 V.}$$

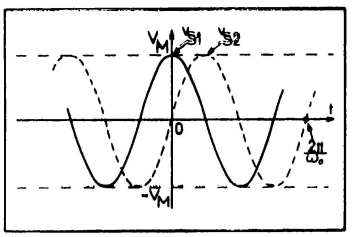


Figure V-16 : Allure des tensions de sortie de l'oscillateur à quadrature.

Chapitre VI

Multiplicateur

Présentation

Fonction réalisée

Un multiplicateur analogique (analog multiplier en anglais) est un circuit à deux entrées v_{E1} et v_{E2} et une sortie v_S (figure VI-1), tel que :

$$v_S = k\, v_{E1} \cdot v_{E2}$$

k est le facteur d'échelle (scale factor en anglais) du multiplicateur. Cette constante a les dimensions de l'inverse d'une tension et s'exprime donc en V^{-1}. On peut aussi introduire la tension de référence $V_0 = \frac{1}{k}$ et écrire :

$$v_S = \frac{v_{E1}\, v_{E2}}{V_0}$$

Certaines notices appellent facteur d'échelle cette tension V_0.
Suivant les polarités possibles pour les tensions d'entrée, on distingue les multiplicateurs un quadrant, deux quadrants ou quatre quadrants. La figure VI-2 précise les définitions, les parties hachurées représentant les zones possibles dans le plan (v_{E1}, v_{E2}).
On choisit souvent V_0 = 10 V, ce qui permet d'avoir v_S = 10 V pour $v_{E1} = v_{E2}$ = 10 V.

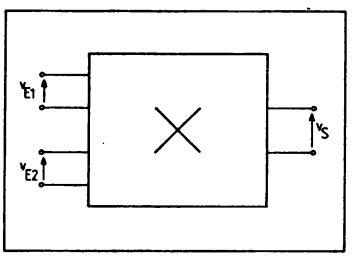


Figure VI-1 : Schéma de principe d'un multiplicateur analogique.

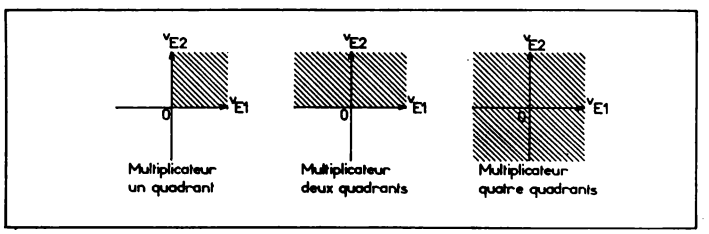


Figure VI-2 : Différents types de multiplicateurs.

Exemple de circuit intégré

Le circuit AD534 de Analog Devices est un multiplicateur quatre quadrants très souple d'emploi. Il ne nécessite aucun réglage et possède néanmoins des performances très satisfaisantes grâce à un ajustage au laser lors de sa fabrication. Son brochage en boîtier DIL 14 broches est donné à la figure VI-3.

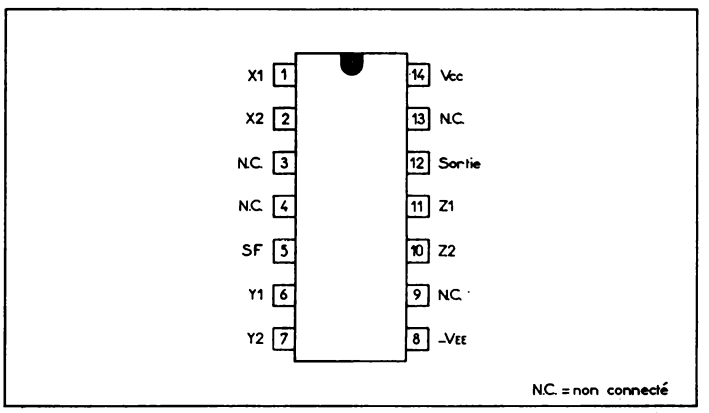


Figure VI-3 : Brochage du circuit intégré AD 534 (vue de dessus).

Le fonctionnement du circuit est régi par la relation suivante :

$$(v_{x1} - v_{x2})(v_{y1} - v_{y2}) = V_0\,(v_{z1} - v_{z2})$$

v_{x1}, v_{x2}, v_{y1}, v_{y2}, v_{z1} et v_{z2} représentant respectivement les potentiels des entrées X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1 et Z_2 par rapport à la masse. SF est une borne permettant de choisir le facteur d'échelle. Si elle est en l'air, V_0 est fixé à 10 V de manière interne. Les entrées sont flottantes et la forme de la relation de transfert autorise de nombreuses configurations qui facilitent les applications.
Les limites absolues du composant sont données dans le tableau VI-1 tandis que quelques caractéristiques électriques sont indiquées dans le tableau VI-2. Les chiffres cités correspondent à la version la moins performante du circuit intégré.

Applications

Multiplicateur

Le schéma est donné à la figure VI-4. Les branchements effectués imposent les conditions :

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation positive V_{CC}	18	V
Tension d'alimentation négative $-V_{EE}$	− 18	V
Dissipation de puissance	500	mW
Tensions appliquées sur les entrées X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1 et Z_2	$-V_{EE}$ à V_{CC}	

Tableau VI-1 : Limites absolues pour le circuit intégré AD 534.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unit.
Erreur totale				± 1 %	
Bande passante	Signaux faibles		1		MHz
Vitesse maximale de variation de la tension de sortie (slew-rate)			20		V/μs
Dynamique de sortie		± 11			V
Courant de sortie en court-circuit	Dans toute la gamme de température		30		mA

Tableau VI-2 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré AD 534 (température 25° C, alimentations ± 15 V).

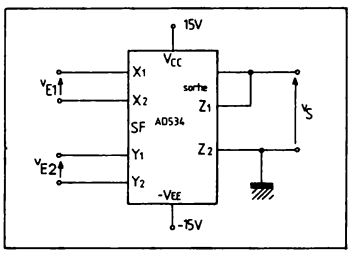


Figure VI-4 : Multiplicateur.

$$\begin{cases} v_{x1} - v_{x2} = v_{E1} \\ v_{y1} - v_{y2} = v_{E2} \\ v_{z1} = v_S \\ v_{z2} = 0 \end{cases}$$

En appliquant la relation qui caractérise le circuit intégré, on obtient :

$$v_S = \frac{v_{E1}\, v_{E2}}{V_0}$$

Il s'agit bien de l'équation d'un multiplicateur. La tension de référence V_0 vaut 10 V. Les entrées v_{E1} et v_{E2} sont flottantes tandis que la sortie v_S est référencée par rapport à la masse. On peut appliquer sur les entrées des tensions variant entre − 10 V et 10 V et on obtient alors en sortie une tension également comprise entre − 10 V et 10 V.
L'entrée Z_2 peut être utilisée pour additionner une tension v à la valeur précédente, comme le montre la figure VI-5. L'équation de base donne pour cette configuration :

$$v_S = \frac{v_{E1}\, v_{E2}}{V_0} + v$$

Elévateur au carré

Pour obtenir une tension de sortie proportionnelle au carré de la tension d'entrée, il suffit de brancher en parallèle les deux entrées du multiplicateur précédent. Cela donne le schéma de la figure VI-6. La relation générale conduit à :

$$v_S = \frac{v_E^2}{V_0}$$

puisque $v_{E1} = v_{E2} = v_E$.

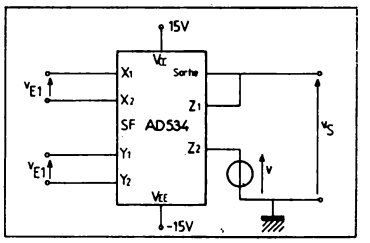


Figure VI-5 : Multiplicateur avec entrée d'addition.

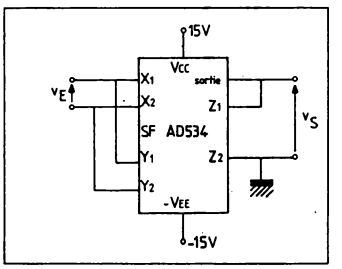


Figure VI-6 : Elévateur au carré.

On peut également changer le signe de la tension de sortie en inversant les branchements des entrées : X_1 est relié à Y_2 et V_1 à X_2 comme l'indique la figure VI-7. On a alors :

$$v_S = -\frac{v_E^2}{V_0}$$

puisque $v_{E1} = -v_{E2} = v_E$.

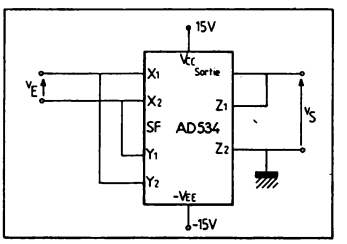


Figure VI-7 : Elévateur au carré avec changement de signe.

Si la tension d'entrée est sinusoïdale, on obtient un doubleur de fréquence. En effet, on a, avec l'élévateur au carré sans changement de signe :

$$v_E = V_M \cos \omega t$$

$$v_S = \frac{V_M^2}{V_0} \cos^2 \omega t$$

Soit, en linéarisant $\cos^2$:

$$v_S = \underbrace{\frac{V_M^2}{2\, V_0}}_{\text{composante continue}} + \underbrace{\frac{V_M^2}{2\, V_0} \cos 2\omega t}_{\text{composante sinusoïdale de pulsation } 2\omega}$$

Le premier terme est une composante continue qui peut être éliminée par un circuit de liaison, comme le montre la figure VI-8. Le second terme est une fonction sinusoïdale de fréquence double de celle du signal d'entrée.

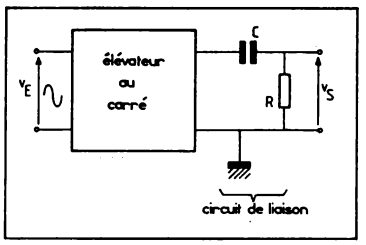


Figure VI-8 : Doubleur de fréquence.

Diviseur

Le schéma est celui de la figure VI-9. On a les relations :

$$v_{x1} - v_{x2} = v_{E1}$$
$$v_{y1} = 0$$
$$v_{y2} = v_s$$
$$v_{z2} - v_{z1} = v_{E2}$$

L'application de la relation de base conduit à :

$$v_s = V_0 \frac{v_{E2}}{v_{E1}}$$

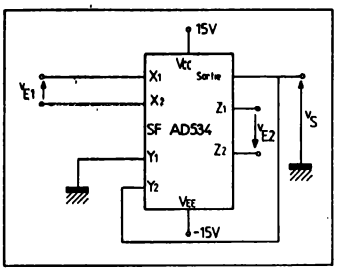


Figure VI-9 : Diviseur.

Les entrées v_{E1} et v_{E2} sont flottantes et la sortie v_s est référencée par rapport à la masse. Comme pour le multiplicateur, on peut ajouter une tension supplémentaire en l'appliquant sur la borne Y_1.

Extracteur de racinée carrée

Le schéma est donné à la figure VI-10. La relation générale conduit à l'expression :

$$v_s = \sqrt{V_0 \, v_E}$$

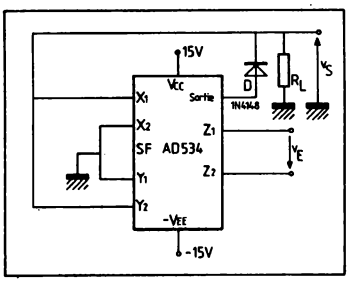


Figure VI-10 : Extracteur de racine carrée.

La diode D évite un blocage qui peut apparaître si l'entrée change momentanément de polarité. Il est indispensable d'avoir une charge résistive R_L branchée entre la sortie et la masse pour maintenir la conduction de la diode D.

Modulateur d'amplitude

Avec la configuration du circuit intégré utilisé, il est facile d'ajouter la porteuse au produit du signal modulateur et de cette porteuse pour obtenir un modulateur d'amplitude. Le branchement correspondant est indiqué à la figure VI-11. La relation générale donne :

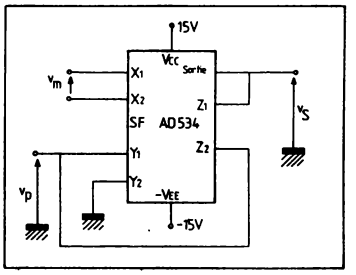


Figure VI-11 : Modulateur d'amplitude.

$$v_m \, v_p = V_0 (v_s - v_p)$$

Soit :

$$v_s = v_p \left(1 + \frac{v_m}{V_0}\right)$$

Ou encore :

$$v_s = \underbrace{v_p}_{\text{porteuse}} + \underbrace{\frac{v_p \, v_m}{V_0}}_{\text{bandes latérales}}$$

La tension de sortie est bien un signal modulé en amplitude dont le spectre contient la porteuse (terme v_p) et les deux bandes latérales (terme proportionnel au produit $v_p \, v_m$).
En mettant la borne Z_2 à la masse (figure VI-12), on obtient un modulateur avec porteuse supprimée :

$$v_s = \frac{v_p \, v_m}{V_0}$$

Le spectre du signal de sortie ne contient plus que les bandes latérales.

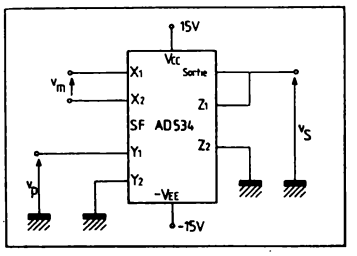


Figure VI-12 : Modulateur d'amplitude avec porteuse supprimée.

Visualisation de la puissance instantanée

La puissance instantanée pour un dipôle quelconque est p = ui si u est la tension aux bornes de l'élément et i l'intensité du courant qui traverse le dipôle. Il est donc facile de

visualiser la puissance instantanée à l'oscilloscope en s'aidant d'un multiplicateur. Il faut d'abord obtenir une tension image du courant en plaçant une faible résistance r en série avec le composant D à étudier. Ensuite, il reste à effectuer le produit de la tension obtenue avec la différence de potentiel entre les bornes du dipôle. Le schéma de principe est donné à la figure VI-13. En réalité, il faut souvent adapter les ordres de grandeur des tensions aux limites permises par le circuit intégré. On est ainsi amené à abaisser u par un diviseur résistif et à amplifier ri par un montage à amplificateur opérationnel. Le schéma est alors celui de la figure VI-14. On obtient en sortie une tension égale à :

$$v_S = \frac{1}{V_0}\frac{R_3}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) ui$$

Le choix des éléments R_1, R_2, R_3 et R_4 se fait de telle façon que l'on ramène les tensions u et ri à des valeurs comprises entre − 10 V et 10 V. Il faut bien sûr utiliser des résistances de précision ou prévoir un ajustage pour ne pas accroître exagérément l'erreur sur le résultat.
L'avantage de disposer d'un multiplicateur à entrées différentielles est d'avoir réellement dans le produit la tension u et non la tension u' référencée par rapport à la masse, qui entraînerait une erreur de méthode en incluant la chute de tension ri dans la résistance de mesure.

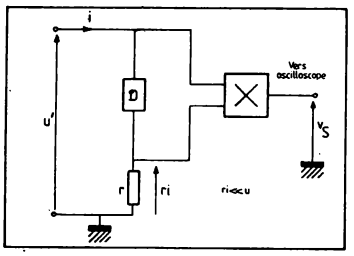


Figure VI-13 : Principe de la visualisation d'une puissance instantanée à l'oscilloscope.

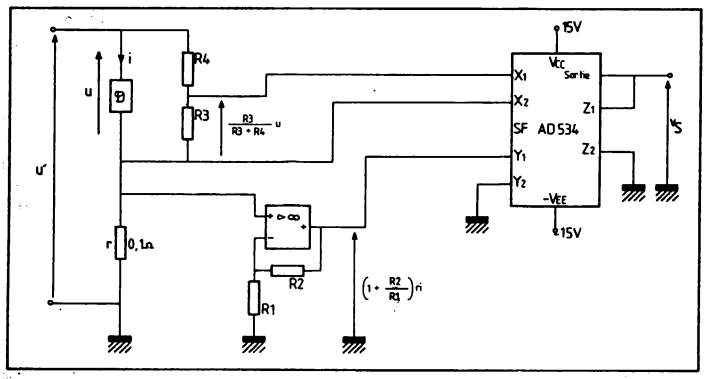


Figure VI-14 : Adaptation des calibres de tension et de courant pour la visualisation d'une puissance instantanée.

Mesure d'une puissance moyenne

Pour obtenir la puissance moyenne, il suffit d'extraire la composante continue de la puissance instantanée. Le montage précédent fournit une tension proportionnelle à la puissance instantanée :

$$v_S = K\,p$$

En utilisant un filtre passe-bas (par exemple un circuit RC du premier ordre), on obtient une tension proportionnelle à la valeur moyenne de la puissance. On ne peut toutefois pas employer directement le signal filtré car la sortie se fait aux bornes du condensateur et la présence d'une charge modifierait les caractéristiques du circuit. On ajoute donc un adaptateur d'impédance à amplificateur opérationnel. On peut aussi combiner cette fonction avec une amplification de manière à choisir le niveau de sortie désiré. On aboutit au montage de la figure VI-15. On obtient ainsi :

$$v_S' = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) K < p >$$

Le symbole $< . >$ indique la valeur moyenne au cours du temps. La tension de sortie est donc bien proportionnelle à la puissance moyenne P :

$$v_S' = K' P$$

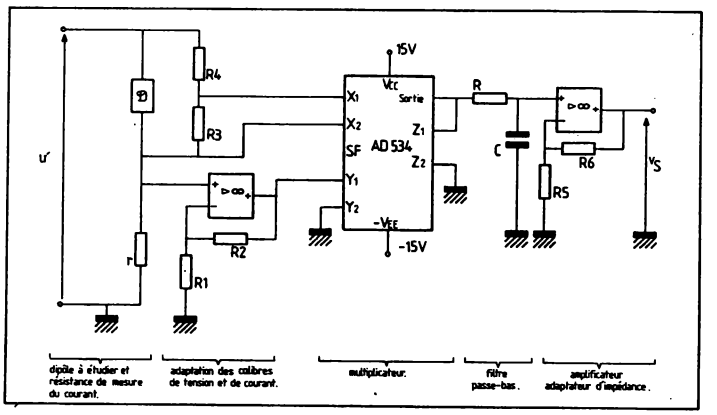


Figure VI-15 : Mesure d'une puissance moyenne.

Le choix des valeurs de R et C est fait de telle sorte que le filtre atténue fortement toute la partie variable de la puissance instantanée, ne gardant que la composante continue. Si la tension d'entrée est périodique de fréquence f, le spectre de la puissance instantanée comporte, en dehors de la composante continue, des raies à la fréquence f (si les signaux ont une valeur moyenne non nulle) et à des fréquences multiples de f. Il faut donc que la fréquence de coupure f_c du filtre passe-bas soit nettement inférieure à la fréquence de la tension d'entrée :

$$f_c \ll f$$

On prend par exemple :

$$f_c < \frac{1}{10} f$$

La fréquence de coupure à 3 dB d'un filtre du premier ordre est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

On en déduit la condition à respecter :

$$RC > \frac{10}{2\pi f}$$

Mesure de la valeur efficace

La valeur efficace d'une tension est, de manière générale, la racine carrée de la moyenne du carré de la valeur instantanée v, soit :

$$V = \sqrt{< v^2 >}$$

On peut réaliser un convertisseur de valeur efficace en tension continue (RMS-to-DC converter en anglais) en effectuant successivement les trois opérations : élévation au

carré, valeur moyenne (filtre passe-bas) et extraction de racine carrée. Le circuit correspondant est indiqué à la figure VI-16. Il utilise deux circuits intégrés multiplicateurs ainsi qu'un filtre RC du premier ordre. En sortie du premier multiplicateur, on a :

$$v_1 = \frac{v^2}{V_0}$$

Si la constante de temps du circuit RC est bien choisie, on a en sortie du filtre :

$$v_2 = < v_1 > = \frac{< v^2 >}{V_0}$$

La sortie du deuxième multiplicateur donne :

$$v_s = \sqrt{v_2 V_0}$$

On a donc bien :

$$v_s = \sqrt{< v^2 >} = V$$

Pour obtenir un résultat correct avec un signal d'entrée de fréquence f, la condition sur R et C s'écrit :

$$RC >> \frac{1}{2\pi f}$$

On choisira par exemple :

$$RC > \frac{10}{2\pi f}$$

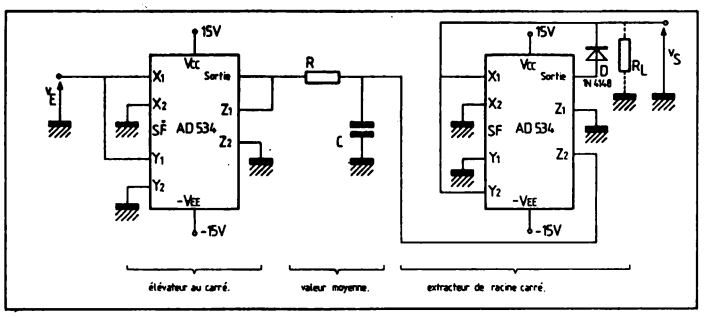


Figure VI-16 : Convertisseur de valeur efficace en tension continue.

Filtre commandé par une tension

Les multiplicateurs se prêtent très bien à toutes les applications de commande par une tension (amplificateurs, filtres, générateurs...). Un exemple est donné à la figure VI-17. Il s'agit d'un filtre passe-bas du premier ordre dont la fréquence de coupure est commandée par la tension v_C.
On se place en régime harmonique et on utilise les grandeurs complexes. On peut écrire :

$$V_C (V_E - V_S) = V_0 \, jRC\omega \, V_S$$

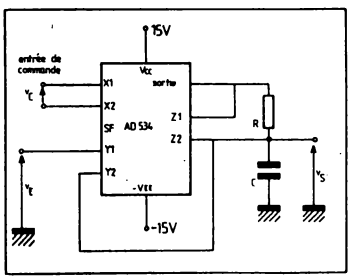


Figure VI-17 : Filtre passe-bas commandé par une tension.

On en déduit la transmittance du filtre :

$$T = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + jRC\omega \frac{V_0}{V_C}}$$

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme normalisée :

$$T = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}$$

Il s'agit bien d'un filtre passe-bas du premier ordre dont la pulsation de coupure à 3 dB est :

$$\omega_C = \frac{v_C}{V_0} \frac{1}{RC}$$

On a une commande linéaire de la fréquence de coupure par la tension v_C.
On ne peut pas charger ce filtre puisque la sortie se fait aux bornes du condensateur. Pour éviter cet inconvénient, il faut le faire suivre d'un adaptateur d'impédances, comme le montre la figure VI-18.

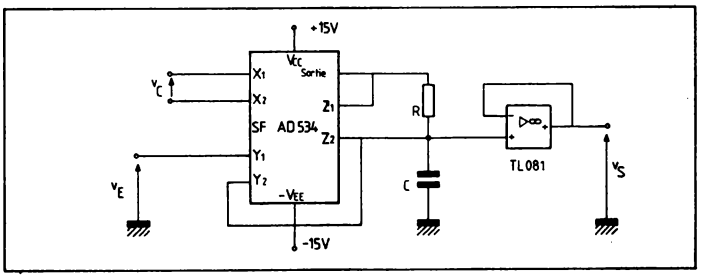


Figure VI-18 : L'utilisation d'un suiveur permet de charger le filtre.

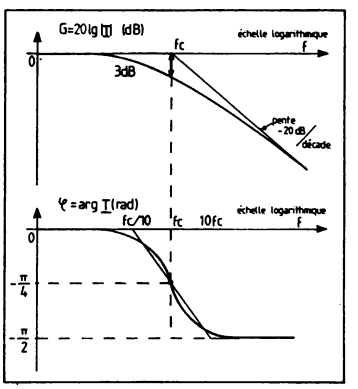


Figure VI-19 : Diagramme de Bode du filtre passe-bas.

Le diagramme de Bode du circuit est tracé à la figure VI-19. Avec les valeurs numériques du schéma (R = 10 kΩ et C = 1,5 nF), si la tension de commande v_C varie entre 100 mV et 10 V, les valeurs extrêmes de la fréquence de coupure sont :

$$f_{C\,min} = \frac{0,1}{10} \frac{1}{10^4 \times 1,5.10^{-9}} \frac{1}{2\pi} = 106 \text{ Hz}$$

$$f_{C\,max} = \frac{10}{10} \frac{1}{10^4 \times 1,5.10^{-9}} \frac{1}{2\pi} = 10\,600 \text{ Hz (10,6 kHz)}$$

On peut également réaliser un filtre passe-haut en échangeant R et C.

Chapitre VII

Générateur de fonctions

Présentation

Fonction réalisée

Un générateur de fonctions est un montage qui produit deux signaux de base : le carré et le triangulaire symétrique. On peut également créer un signal sinusoïdal par conformation de la tension triangulaire. Diverses possibilités supplémentaires sont en général utilisées : addition d'une composante continue, réglage de la fréquence, de l'amplitude et de la symétrie des signaux, wobulation, modulation et déclenchement externe. Ces dipositifs permettent d'obtenir une grande variétés de signaux contrairement aux générateurs spécialisés, comme les oscillateurs sinusoïdaux.
Le principe de nombreux générateurs de fonctions est celui des sources de courant commutées. La figure VII-1 indique

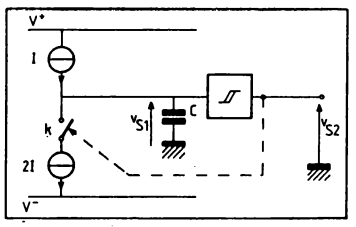


Figure VII-1 : Principe du générateur de fonctions à sources de courant commutées.

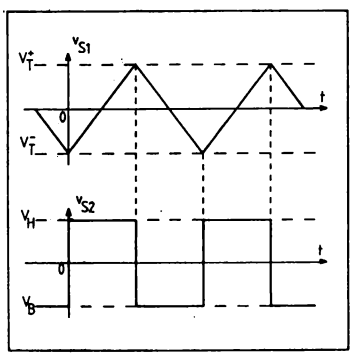


Figure VII-2 : Allure des signaux de sortie du générateur de fonctions.

une possibilité de réalisation souvent rencontrée. Le montage est formé de deux sources de courant I et 2I, d'un condensateur C et d'une bascule à hystérésis (comparateur à deux seuils). Un interrupteur K permet de mettre en service la source 2I. Lorsque K est ouvert, le condensateur est chargé par un courant constant $i_C = I$. Quand on ferme K, la charge est encore à courant constant, mais de sens contraire : $i_C = -I$. La bascule à hystérésis commande l'ouverture et la fermeture de K. Le signal triangulaire est obtenu aux bornes du condensateur et le signal carré apparaît en sortie de la bascule à hystérésis, ainsi que le montre la figure VII-2. La tension sinusoïdale est en général obtenue grâce à un conformateur à diodes : c'est un ensemble de diodes polarisées par des tensions différentes et qui deviennent conductrices à des points bien choisis du signal.

Exemple de circuit intégré

Plusieurs constructeurs ont à leur catalogue des circuits intégrés générateurs de fonctions, certains modèles incluant le conformateur sinusoïdal. C'est le cas du circuit intégré choisi : le modèle ICL8038 fabriqué par GE Intersil. Son schéma fonctionnel est donné à la figure VII-3. On y reconnaît les deux générateurs de courant I et 2I et l'interrupteur K qui permet d'inverser le sens du courant constant qui charge le condensateur externe C. Deux comparateurs et une bascule permettent d'obtenir une comparaison à deux seuils et de commander les commutations de l'interrupteur. Un convertisseur triangulaire-sinusoïdal complète le circuit qui délivre donc des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux. Le brochage du circuit intégré est précisé à la figure VII-4. Le tableau VII-1 donne les limites absolues du composant tandis que le tableau VII-2 indique ses caractéristiques essentielles.

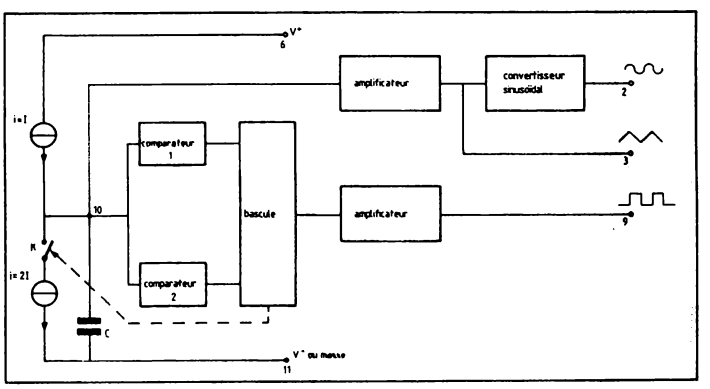


Figure VII-3 : Schéma fonctionnel du circuit intégré ICL 8038.

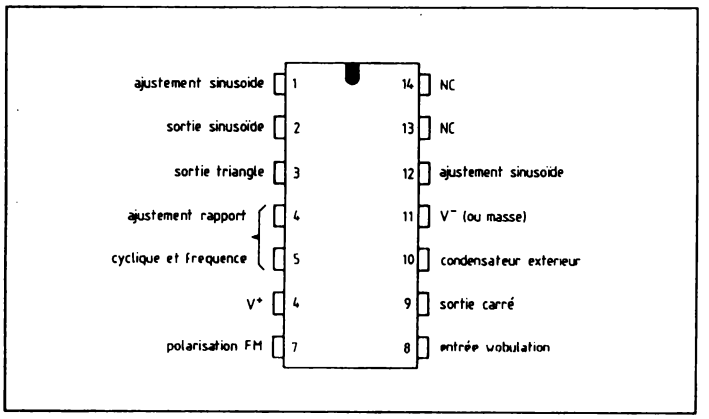


Figure VII-4 : Brochage du circuit intégré ICL 8038.

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d'alimentation totale ($V^+ - V^-$)	36	V
Dissipation de puissance	750	mW
Tension d'entrée (sur chaque borne)	V^- à V^+	
Courant d'entrée (bornes 4 et 5)	25	mA
Courant de sortie, pénétrant dans le circuit (bornes 3 et 9)	25	mA

Tableau VII-1 : Limites absolues pour le circuit intégré ICL 8038.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Gamme des tensions d'alimentation possibles					
- Alimentation simple		10		30	V
- Alimentation double		± 5		± 15	V
Fréquence maximale d'oscillation		100			kHz
Temps de montée du signal carré	R_L = 4,7 kΩ		180		ns
Temps de descente du signal carré	R_L = 4,7 kΩ		40		ns
Amplitude crête-à-crête du signal triangulaire	R_T = 100 kΩ	0,30	0,33		× ($V^+ - V^-$)
Linéarité du signal triangulaire			0,1		%
Amplitude crête-à-crête du signal sinusoïdal		0,2	0,22		× ($V^+ - V^-$)
Taux de distorsion du signal sinusoïdal		2,0	5		%

Tableau VII-2 : Caractéristiques essentielles du circuit intégré ICL 8038 (température 25° C).

Applications

Générateur de fonctions (montage de base)

Le schéma est celui de la figure VII-5. Le circuit intégré est associé à un condensateur C et à deux résistances R_A et R_B qui déterminent les courants électromoteurs des sources internes. Une résistance supplémentaire de 82 kΩ est connectée sur la broche 12 et la sortie du signal carré est chargée par une résistance R_L.

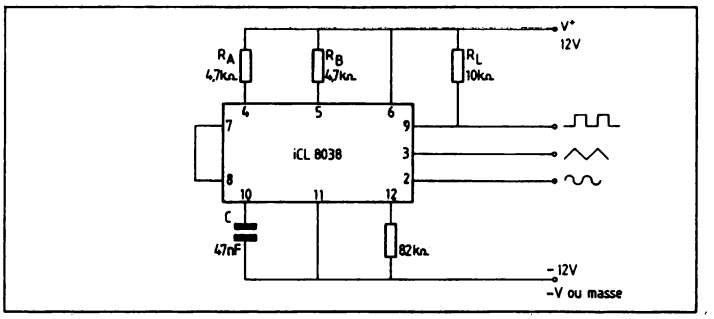


Figure VII-5 : Montage de base du générateur de fonctions.

Les chronogrammes des différentes tensions sont représentés à la figure VII-6, dans le cas d'une alimentation double symétrique. Si l'on utilise une alimentation simple, les signaux ont la même évolution autour de la moitié de la tension d'alimentation (composante $\frac{V^+}{2}$). La sortie carrée est à collecteur ouvert. Il faut donc impérativement connecter une résistance R_L à l'alimentation positive. L'avantage de cette disposition est que l'on peut éventuellement relier la résistance à une autre tension afin d'assurer la compatibilité avec des circuits alimentés séparément. Le niveau bas correspond au transistor saturé qui court-circuite la sortie et l'alimentation négative V^- (en fait la tension $V_{CE\ sat}$ donne un écart de l'ordre de 0,2 V). Au niveau haut, le transistor est bloqué et la tension de sortie est fixée à V^+ grâce à la résistance R_L. Le signal triangulaire a une valeur crête-à-crête d'environ 0,33 ($V^+ - V^-$) et la tension sinusoïdale une valeur crête-à-crête d'environ 0,22 ($V^+ - V^-$). La linéarité du signal triangulaire est typiquement de 0,1 % et le taux de distorsion de la sinusoïde peut être ajusté à mieux que 1 % à condition de remplacer la résistance fixe de 82 kΩ par un potentiomètre de 100 kΩ correctement réglé figure VII-7). Les courants i_A et i_B des deux générateurs internes sont choisis par les résistances R_A et R_B :

$$i_A = \frac{0{,}22\,(V^+ - V^-)}{R_A}$$

et :

$$i_B = 2\frac{0{,}22\,(V^+ - V^-)}{R_B}$$

Lors d'une montée du signal triangulaire, seule la source de courant i_A est en service. La durée t_1 qui correspond à une variation ΔV de la tension est :

$$t_1 = \frac{C\,\Delta V}{i_A}$$

Soit :

$$t_1 = \frac{C\,\frac{1}{3}\,(V^+ - V^-).R_A}{0{,}22\,(V^+ - V^-)} = \frac{R_A\,C}{0{,}66}$$

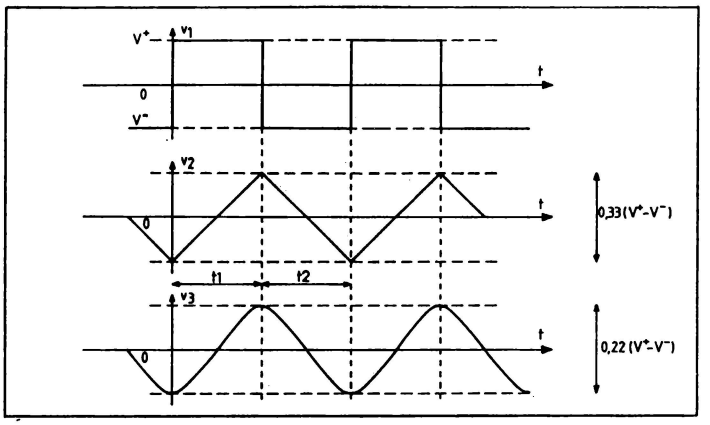


Figure VII-6 : Chronogrammes des tensions de sortie du générateur de fonctions (alimentation double).

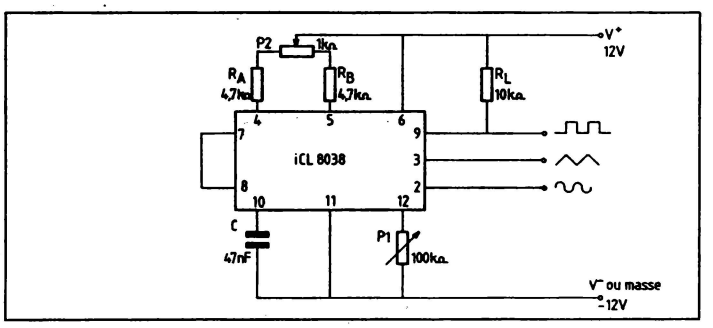


Figure VII-7 : Générateur de fonctions avec ajustage de la distorsion (P_1) et du rapport cyclique (P_2).

Pendant la partie décroissante du signal triangulaire, les deux sources de courant sont en service et le courant dans le condensateur est :

$$i_C = i_A - 2i_B$$

La durée t_2 qui correspond à une variation $-\Delta V$ de la tension est :

$$t_2 = \frac{C\,(-\Delta V)}{i_A - 2i_B} = \frac{C\,\Delta V}{2i_B - i_A}$$

Soit :

$$t_2 = \frac{C\,\frac{1}{3}(V^+ - V^-)}{2 \times 0{,}22\frac{V^+ - V^-}{R_B} - 0{,}22\frac{V^+ - V^-}{R_A}} = \frac{R_A\,R_B\,C}{0{,}66\,(2R_A - R_B)}$$

La fréquence des signaux est :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

Soit :

$$f = \frac{1}{\frac{R_A\,C}{0{,}66}\left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B}\right)}$$

Le rapport cyclique de la tension carrée est :

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Soit :

$$\alpha = 1 - \frac{R_B}{2R_A}$$

Pour obtenir un rapport cyclique de 50 %, il suffit d'assurer la condition :

$$R_A = R_B.$$

Si R est la valeur commune à R_A et R_B, la fréquence s'exprime alors par :

$$f = \frac{0{,}33}{RC}$$

Si l'on désire un rapport cyclique rigoureusement égal à 50 %, il est nécessaire de prévoir un ajustage des valeurs de R_A et R_B comme le montre la figure VII-7.
Il est à noter que la fréquence et le rapport cyclique ne dépendent pas de la tension d'alimentation. Pour une fréquence donnée, beaucoup de combinaisons différentes peuvent convenir pour les valeurs de R et C. Il est simplement recommandé de choisir les courants de charge entre 10 μA et 1 mA.
Avec les valeurs numériques de la figure VII-5, la fréquence vaut :

$$f = \frac{0{,}33}{4{,}7.10^3 \times 4{,}7.10^{-9}} = 1\,490 \text{ Hz}$$

Le courant de charge est bien choisi puisque l'on a :

$$i_C = \frac{0{,}22 \times 24}{4{,}7.10^3} = 1{,}12 \text{ mA}$$

L'amplitude crête à crête est d'environ 24 V pour le signal carré, de $0{,}33 \times 24 = 7{,}92$ V pour le triangulaire et de $0{,}22 \times 24 = 5{,}28$ V pour le sinusoïdal.
Si l'on désire un meilleur taux de distorsion que celui qui est obtenu avec les montages précédents, il est possible d'effectuer un ajustage plus fin en utilisant deux potentiomètres connectés, comme l'indique la figure VII-8. La distorsion peut ainsi être réduite à 0,5 %.

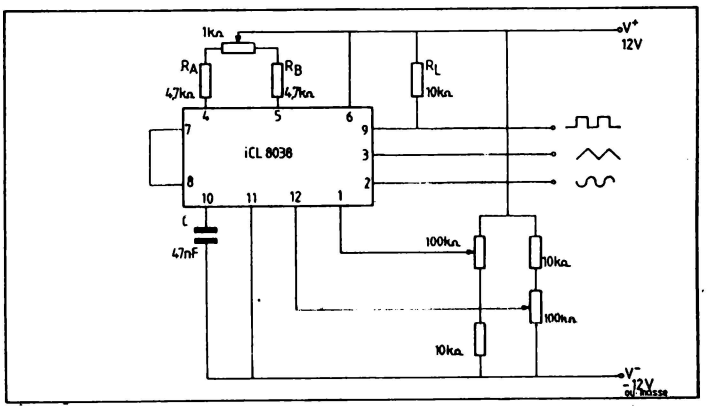


Figure VII-8 : Générateur de fonctions avec ajustage fin de la distorsion.

La résistance interne de la sortie sinusoïdale n'est pas très faible (1 kΩ typique). Il peut donc être nécessaire d'utiliser un adaptateur d'impédance externe qu'on réalise facilement avec un amplificateur opérationnel. Il est également possible de combiner une amplification du signal de sortie

et un réglage de l'amplitude avec la fonction d'adaptation. La figure VII-9 montre un exemple de réalisation. L'amplification obtenue est :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Soit ici :

$$A = 1 + \frac{18}{4,7} = 4,83$$

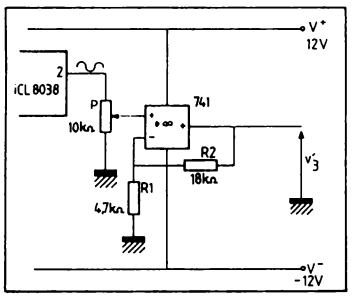


Figure VII-9 : Adaptateur d'impédance sur la sortie sinusoïdale et réglage de l'amplitude (P).

On peut ainsi régler l'amplitude de la tension de sortie jusqu'à la saturation de l'amplificateur opérationnel.

Générateur à fréquence commandée

La fréquence des signaux est commandée par la tension v_c appliquée entre l'alimentation positive et la borne 8, comme le montre le schéma de la figure VII-10. Il est ainsi possible de réaliser des générateurs dont la fréquence est réglable par un potentiomètre, mais également des oscillateurs commandés par une tension (VCO : voltage controlled oscillator), des wobulateurs (balayage de la fréquence à l'aide d'une dent de scie) et des modulateurs de fréquence (variation de la fréquence qui représente une information). La formule qui définit la fréquence est :

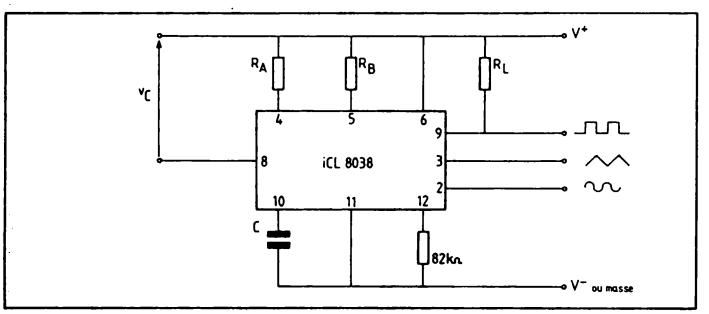


Figure VII-10 : Commande de la fréquence par une tension (schéma de base).

$$f = \frac{3\,v_c}{2RC\,(V^+ - V^-)}$$

où R est la valeur commune à R_A et R_B. On peut choisir la tension v_c entre deux limites :

$$0 \leqslant v_c \leqslant \frac{1}{3}(V^+ - V^-) - 2\,V$$

Si l'on considère la tension v_8 entre la patte 8 et la masse, les formules précédentes deviennent :

$$f = \frac{3\,(V^+ - v_8)}{2RC(V^+ - V^-)}$$

$$\frac{2}{3}V^+ + \frac{1}{3}V^- + 2V \leqslant v_8 \leqslant V^+$$

La figure VII-11 donne le schéma d'un générateur de fonctions dont la fréquence est réglable à l'aide d'un potentiomètre et qui couvre la gamme des audiofréquences (20 Hz à 20 kHz environ). La tension maximale sur la patte 8 est 12 V, ce qui correspond à une fréquence voisine de zéro. La tension maximale est :

$$v_8 = \frac{R_1 V^+ + R_2 V^-}{R_1 + R_2}$$

Soit :

$$v_8 = \frac{33 \times 12 + 10 \times (-12)}{33 + 10} = 6,42\ V$$

Ce qui donne une fréquence maximale :

$$f_{max} = \frac{3\,(12 \times 6,42)}{2 \times 4,7.10^3 \times 3,3.10^{-9} \times 24} = 2,25.10^4\ Hz$$

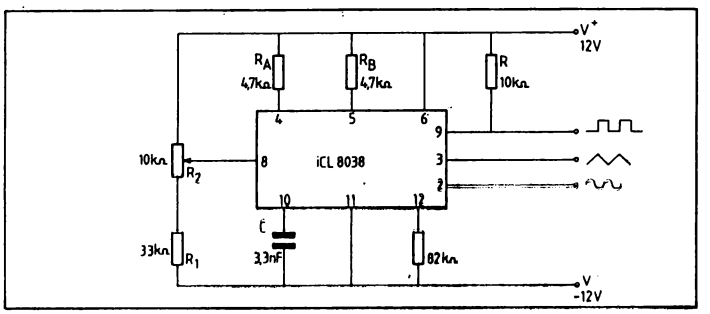


Figure VII-11 : Générateur de fonctions à fréquence réglable.

Cette valeur de 22,5 kHz permet bien d'englober tout le domaine des audiofréquences. On vérifie également que l'on a respecté les limites permises pour v_8 puisque la valeur minimale possible est :

$$v_{8\,min.} = \frac{2}{3} \times 12 + \frac{1}{3} \times (-12) + 2 = 6\ V.$$

Pour commander la fréquence du générateur par une tension référencée à la masse, il suffit d'ajouter un soustracteur, comme l'indique la figure VII-12. On effectue ainsi la différence entre la tension d'alimentation positive et la tension de commande u_c :

$$v_c = V^+ - (V^+ - u_c) = u_c$$

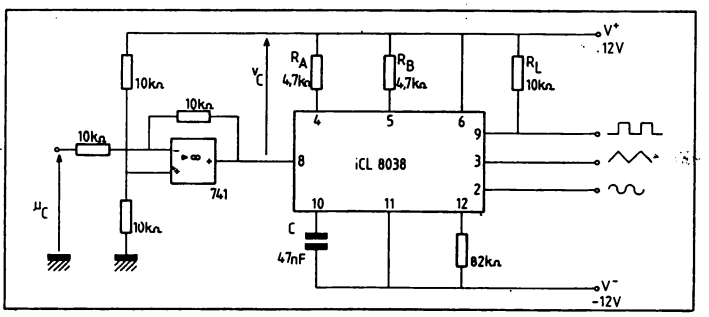


Figure VII-12 : Un soustracteur permet d'utiliser une tension de commande référencée à la masse.

On obtient donc l'application de la tension de commande entre les bornes 6 et 8, mais sans problème de masse. L'inconvénient du soustracteur est que sa résistance d'entrée n'est pas très élevée. On peut remédier à ce défaut en ajoutant un suiveur supplémentaire en entrée. La caractéristique de commande a l'allure indiquée à la figure VII-13. Toutefois, pour obtenir l'excursion maximale et en particulier arriver à la fréquence nulle, il faut annuler la tension entre les pattes 6 et 8. Cela n'est possible qu'en alimentant l'amplificateur opérationnel sous une tension supérieure à celle du générateur intégré (à cause de la tension de saturation qui est un peu inférieure à l'alimentation). On peut obtenir ce résultat en utilisant des diodes branchées, comme l'indique la figure VII-14. La chute de tension aux bornes de deux diodes en série étant de l'ordre de 1,2 V, la tension d'alimentation du circuit intégré vaut environ 10,8 V.

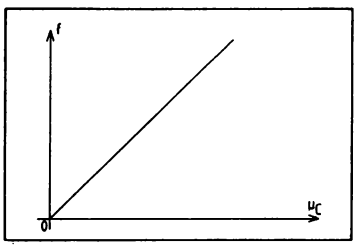


Figure VII-13 : Caractéristique de commande.

La formule de la fréquence montre que :

$$f = \lambda u_C$$

Le coefficient λ vaut :

$$\lambda = \frac{3}{2 \times 4{,}7.10^{3} \times 47.10^{-9} \times 2 \times 10{,}8} = 314 \text{ Hz/V}$$

Pour obtenir un signal modulé en fréquence, on peut appliquer la tension de modulation sur l'entrée 8 par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, comme le montre la figure VII-15. La résistance branchée entre les bornes 7 et 8 n'est pas absolument nécessaire, elle peut être remplacée par un court-circuit. Dans ce cas, la résistance d'entrée vaut 8 kΩ. En connectant l'élément ϱ, la résistance d'entrée devient ϱ + 8 kΩ.

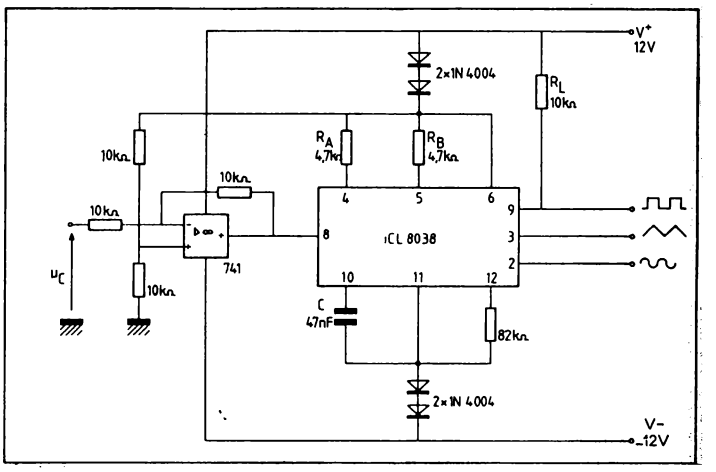


Figure VII-14 : Des diodes permettent d'alimenter l'amplificateur opérationnel sous une tension supérieure à celle qui est utilisée pour le générateur de fonctions.

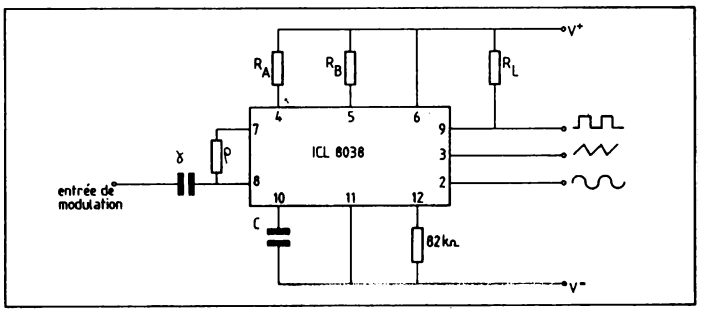


Figure VII-15 : Générateur modulé en fréquence.

Lexique des principaux termes apparaissant dans les notices des circuits intégrés analogiques

AC	: Alternatif
AC amplifier	: Amplificateur alternatif
All-pass filter	: Filtre passe-tout
Amplifier	: Amplificateur
Amplitude modulation (AM)	: Modulation d'amplitude
Analog integrated circuit	: Circuit intégré analogique
Balance	: Compensation du décalage
Band pass filter	: Filtre passe-bande
Bandwidth	: Bande passante
Bias	: Polarisation
Buffer	: Etage tampon
Comparator	: Comparateur
Control voltage	: Tension de commande
DC	: Continu
Differential input voltage	: Tension différentielle d'entrée
Discharge	: Décharge
Divider	: Diviseur
Duty cycle	: Rapport cyclique
Frequency	: Fréquence
Frequency modulation (FM)	: Modulation de fréquence
Function generator	: Générateur de fonctions
High-pass filter	: Filtre passe-haut
Input bias current	: Courant de polarisation à l'entrée
Input current	: Courant d'entrée
Input offset current	: Courant à décalage à l'entrée
Input offset voltage	: Tension de décalage à l'entrée
Inverting	: Inverseur
Low-pass filter	: Filtre passe-bas
Multiplier	: Multiplicateur
Norton amplifier	: Amplificateur de Norton
Notch filter	: Filtre coupe-bande
One-shot multivibrator	: Circuit monostable
Output current	: Courant de sortie
Output short circuit	: Court-circuit en sortie
Power dissipation	: Dissipation de puissance
Ramp generator	: Générateur de rampe
Response time	: Temps de réponse
Rise time	: Temps de montée
RMS to DC converter	: Convertisseur de valeur efficace en tension continue
Saturation voltage	: Tension de saturation
Scale factor	: Facteur d'échelle
Sine shaper	: Conformateur sinusoïdal
Square wave generator	: Générateur de signal carré
Summer	: Additionneur
Supply current	: Courant d'alimentation
Supply voltage	: Tension d'alimentation
Threshold	: Seuil
Timer	: Temporisateur
Tone burst generator	: Générateur de salves
Trigger	: Déclenchement
Voltage controlled amplifier	: Amplificateur commandé par tension
Voltage controlled oscillator (VCO)	: Oscillateur commandé par tension
Voltage gain	: Amplification en tension

Bibliographie

COUGHLIN, DRISCOLL "Operational Amplifier and Linear integrated Circuits" (Prentice-Hall).
JACOB "Applications and Design with Analog integrated Circuits" (Reston).
LENK "Handbook of integrated Circuits for engineers & technicians" (Reston).
LETOCHA "Circuits intégrés linéaires" (Mc Graw Hill).
MAYE "L'amplificateur opérationnel" (Editions Fréquences).

Documentation des constructeurs

Analog Devices. Linear Products Databook (1988), Nonlinear Circuits Handbook, Multiplier Applications Guide.
Harris. Analog Product Databook (1988).
Intersil. Component Data Catalog (1987).
National Semiconductors. Linear Databook (1982). Linear Applications Databook (1986).
Raytheon. Linear.
RCA. Integrated Circuits for Linear Applications.
Thomson. Linear Integrated Circuits (1985/86).

Index

Additionneur ____ 8
Amplificateur ____ 6, 8
Amplificateur à gain commandé ____ 13
Amplificateur de Norton ____ 5
Amplificateur de transconductance ____ 13
Astable ____ 12, 22, 31

Bascule à hystérésis ____ 11

CMOS ____ 28
Comparateur ____ 9, 19, 21
Comparateur à fenêtre ____ 23
Condensateur commuté ____ 36
Condensateur de liaison ____ 7
Coupe-bande (filtre) ____ 37
Cycle ____ 11, 22

Déclenchement (circuit de) ____ 30
Détecteur de passage à zéro ____ 20
Diviseur ____ 45

Elévateur au carré ____ 44
Extracteur de racine carrée ____ 45

Filtre ____ 35
Filtre commandé ____ 16, 47
Filtre universel ____ 35

Générateur à fréquence commandée ____ 52
Générateur de fonctions ____ 49
Générateur de rampes ____ 33
Générateur de salves ____ 33

Lampe ____ 24
LED ____ 24

Mesure d'une puissance moyenne ____ 46
Mesure d'une valeur efficace ____ 46
Modulateur d'amplitude ____ 45
Modulateur de fréquence ____ 53
Monostable ____ 28
Monostable redéclenchable ____ 30
Multiplicateur ____ 43

Oscillateur sinusoïdal à quadrature ____ 41

Passe-bande (filtre) ____ 37, 38, 39, 40
Passe-bas (filtre) ____ 37, 38, 39, 40
Passe-haut (filtre) ____ 39
Passe-tout (filtre) ____ 39
Polarisation ____ 6

Référence ____ 10
Relais ____ 24
Résistance commandée ____ 15

Seuil ____ 11, 22
Soustracteur ____ 9

Temporisateur ____ 27
Transconductance ____ 13
Translateur de niveaux ____ 23

Visualisation de la puissance instantanée ____ 45

Wobulateur ____ 52

Table des matières

Introduction 3

Chapitre I :
Amplificateur de Norton

— Présentation 5
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 6
- Amplificateur inverseur
- Amplificateur non inverseur
- Additionneur inverseur
- Additionneur non inverseur
- Soustracteur
- Comparateur non inverseur
- Comparateur inverseur
- Bascule à hystérésis
- Circuit astable

Chapitre II :
Amplificateur de transconductance

— Présentation 13
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 13
- Amplificateur à gain commandé
- Résistance commandée
- Filtre passe-bas commandé par une tension

Chapitre III :
Comparateur

— Présentation 19
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 20
- Détecteur de passage à zéro
- Comparateur inverseur
- Bascule à hystérésis
- Circuit astable
- Comparateur à fenêtre
- Interfaces de sortie

Chapitre IV :
Temporisateur

— Présentation 27
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 28
- Monostable
- Monstable avec circuit de déclenchement
- Monostable redéclenchable
- Astable
- Astable à rapport cyclique 50 %
- Astable à rapport cyclique quelconque
- Générateur de salves
- Générateur de rampes

Chapitre V :
Filtre universel

— Présentation 35
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 37
- Filtre du 2e ordre à sorties coupe-bande, passe-bande et passe-bas
- Filtre du 2e ordre à sorties passe-bande et passe-bas
- Filtre du 2e ordre à sorties passe-haut, passe-bande et passe-bas
- Filtre du 2e ordre à sorties passe-tout, passe-bande et passe-bas
- Filtre du 1er ordre à sorties passe-haut et passe-bas
- Filtre du 1er ordre à deux sorties passe-bas
- Oscillateur sinusoïdal à quadrature

Chapitre VI :
Muliplicateur

— Présentation 43
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 43
- Multiplicateur
- Elévateur au carré
- Diviseur
- Extracteur de racine carrée
- Modulateur d'amplitude
- Visualisation de la puissance instantanée
- Mesure d'une puissance moyenne
- Mesure de la valeur efficace
- Filtre commandé par une tension

Chapitre VII :
Générateur de fonctions

— Présentation 49
- Fonction réalisée
- Exemple de circuit intégré

— Applications 50
- Générateur de fonctions (montage de base)
- Générateur à fréquence commandée

Lexique 55

Bibliographie 56

Index 57

DANS LA MÊME COLLECTION DÉJA PARUS :

- **Initiation à la micro-informatique.**
  Cours 1er cycle tome 1, tome 2, tome 3 - C. Polgar
- **Initiation à l'électronique digitale** - Ph. Duquesne
- **Initiation aux microprocesseurs** - Ph. Duquesne
- **Initiation à la robotique** - Cl. Polgar et son équipe
- **Initiation TV : réception - pratique - mesure - circuits** - R. Ch. Houzé
- **Initiation à la mesure électronique** - M. Casabo
- **Initiation aux amplis à tubes** - J. Hiraga
- **Initiation aux amplis à transistors** - G. Le Doré
- **Initiation à l'électricité et à l'électrotechnique** - R. Friédérich
- **Initiation à la vidéo légère** - C. Gendre
- **Les montages électroniques (savoir, pratiquer, inventer)** - J.P. Lemoine
- **Le téléphone et les radiotéléphones** - R. Ch. Houzé
- **Les bases de l'électronique** - R. Breton
- **Le basic structuré** - J.-F. Coblentz
- **L'image numérique I** - J.-M. Nasr
- **L'image numérique II** - J.-M. Nasr
- **Etudes autour du 6809 (constructions et logiciels)** - C. Vicidomini
- **Divertissements en basic** - Frank Brown
- **Les antennes (du fil rayonnant à la parabole) - tome 1** - R. Ch. Houzé
- **Les antennes (du fil rayonnant à la parabole) - tome 2** - R. Ch. Houzé